

博　　士　　論　　文

海面反射による V O R の  
性能低下改良法の研究

平成 5 年 3 月

山　　本　　憲　　夫



①

## 海面反射による V O R の性能低下改良法の研究

Study on Performance Improvement of VOR  
Degenerated by Sea Surface Reflection

山 本 憲 夫

Kazuo YAMAMOTO



## 概 要

本論文は、V O R (VHF Omnidirectional Range) 局が海岸近くに設置されたとき、海上の航空機で観測される受信信号のレベル変動を低減する方法と、レベル変動にともなう方位情報変動の発生機構を明らかにし、その変動の低減法を求めることを主な目的とする。

受信レベル変動低減のため、海面への放射成分が少ない環状平板型アンテナを考案し、そのアンテナの放射特性について、U T D (Uniform GTD) を用いて解析した。縮尺模型実験および実寸による飛行実験によってこのアンテナの性能について評価した結果、海面反射波の影響軽減効果が明らかとなった。

また、周辺地形の遮蔽効果を利用した受信レベル変動の低減法を検討した。このため、地形の影響を含めたV O R アンテナの垂直面放射特性を2種類の地形モデルとU T Dを用いて計算し、飛行実験結果と比較検討した。その結果、地形の利用により海面反射波の影響を大幅に低減できる見込みがあることを示した。

ドップラーV O R (D V O R) アンテナ系の影響で引き起こされる固有の方位誤差について、その発生機構と精度よい予測計算法を研究した。その結果、誤差の主要な発生源はS S B, D S B両方式で異なることを明らかにすると共に、両方式の固有誤差が精度よく表現できるようになった。

この検討をもとに、海面反射の影響による方位変動について研究した。この方位変動は固有誤差に関係していると考え、海面反射波が固有誤差に与える影響を解析した。それをもとに、いくつかの局の方位変動の計算に固有誤差の予測計算法を適用し、飛行実験による測定結果と比較検討した。その結果、方位変動は主に海面反射による固有誤差の変動から引き起こされ、その大きさは提案した計算法で精度よく予測できることが明らかとなった。またこれは、カウンタボイズ拡大などの対策で低減できる見込みがあることも示した。



# 目次

1 序 論	1
1.1 はじめに	1
1.2 VORの歴史と従来の研究状況	2
1.3 研究の目的と概要	5
2 VORの概要	7
2.1 はじめに	7
2.2 VORの動作原理と構成	9
2.2.1 CVORの動作原理	9
2.2.2 CVOR地上装置	11
2.2.3 DVORの動作原理	14
2.2.4 DVOR地上装置	16
2.3 CVORアンテナの垂直面放射特性	20
2.3.1 放射特性の計算	20
2.3.2 縮尺模型実験結果	23
2.4 受信装置	25
2.5 仕様と運用基準	27
2.6 海面反射波の影響評価	28
2.7 飛行実験装置と精度	30
2.8 まとめ	33
3 環状平板型VORアンテナ	34
3.1 はじめに	34
3.2 環状平板型アンテナの構成と垂直面放射特性	35



3.2.1	環状平板型アンテナの構成	35
3.2.2	放射特性の計算—幾何光学成分と回折成分	36
3.2.3	放射特性の計算—導波管通過成分	38
3.2.4	総合放射特性	42
3.3	縮尺模型実験と飛行実験結果	42
3.3.1	縮尺模型環状平板型アンテナの放射特性	42
3.3.2	海面反射波の影響予測	43
3.3.3	実寸アンテナによる飛行実験結果	46
3.4	海面反射波干渉特性の簡易評価法	48
3.5	環状平板型アンテナの方位誤差特性	50
3.5.1	アンテナ試験塔による方位誤差の測定	51
3.5.2	飛行実験による方位誤差の測定	56
3.5.3	垂直偏波誤差	57
3.6	まとめ	57
4	UTDによる2重回折波の1様表現法	59
4.1	はじめに	59
4.2	2重回折問題の従来の解析法	60
4.2.1	基本回折波成分の計算法	60
4.2.2	Slope回折波の計算法	63
4.3	仮想波源法	66
4.3.1	基本成分	66
4.3.2	Slope回折成分	68
4.4	他の解析法との比較検討	70
4.5	数値計算結果と実測結果	74
4.5.1	数値計算結果	74
4.5.2	実測結果	77
4.6	まとめ	80

5	地形を利用した海面反射の影響低減法	82
5.1	はじめに	82
5.2	設置地形のモデル化とその放射特性	83
5.2.1	地形モデル1	83
5.2.2	実測結果との比較検討	87
5.2.3	地形モデル2	89
5.2.4	宮古, いわき局の垂直面放射特性	92
5.3	飛行実験結果と考察	93
5.3.1	モデル1を適用した局の海面反射波干渉特性	93
5.3.2	モデル2を適用した局の海面反射波干渉特性	95
5.4	地形モデルの適用範囲	96
5.5	地形を利用した海面反射の影響低減法	99
5.5.1	地形のモデル化と干渉特性	99
5.5.2	地形による干渉低減効果	100
5.5.3	実験結果と検討	102
5.6	まとめ	103
6	ドブラーVORの固有方位誤差の解析	105
6.1	はじめに	105
6.2	DVORアンテナの構成と動作原理	106
6.3	カウンタボイズの影響による固有誤差	109
6.3.1	側波帯アンテナの回転によるレベル変動	109
6.3.2	カウンタボイズによる方位誤差	112
6.4	ディストリビュータの影響による固有誤差	115
6.4.1	ディストリビュータの側波帯信号への影響	115
6.4.2	ディストリビュータによる方位誤差	117
6.5	アンテナ素子間の相互結合による固有誤差	118
6.5.1	側波帯アンテナ間の相互結合	118
6.5.2	搬送波, 側波帯アンテナ間の相互結合	123



6.5.3	側波帯アンテナ間の結合による誤差	125
6.5.4	搬送波，側波帯アンテナ間の結合による誤差	127
6.6	総合誤差	128
6.7	まとめ	131
7	海面反射によるドップラーVORの方位変動	133
7.1	はじめに	133
7.2	海面反射波のVOR信号への影響	134
7.2.1	側波帯成分への影響	135
7.2.2	搬送波成分への影響	137
7.2.3	副搬送波のFM復調信号への影響	138
7.3	飛行実験結果	139
7.3.1	実験の概要	139
7.3.2	SSB方式	140
7.3.3	DSB方式	143
7.4	考察	145
7.4.1	三宅島局の方位変動	145
7.4.2	方位変動の低減法	149
7.5	まとめ	150
8	結 論	152
	謝 辞	155
	文 献	156

## 第1章 序 論

### 1.1 はじめに

VOR (VHF Omnidirectional Range: 超短波全方向式無線標識) は、有効距離内のすべての航空機に対し、磁北を基準とした方位情報を連続的に与える民間航空用の無線施設である。これは、方位情報の伝達に全方位同一位相の基準位相信号と、受信方位に応じて位相が変化する可変位相信号を含むVHF波を使用している。VORは、距離を与えるDME<sup>(1)</sup> (Distance Measuring Equipment: 距離測定装置) と併用すると、局を基準とした航空機の位置を決定できるため、短距離航行援助用の世界標準施設として、航空路の基準点や空港への進入用に世界で使用されている<sup>1</sup>。

我が国では、近年の航空需要の大幅な増加に伴い、航空便数の増加や機体大型化の要望が強まっている。これに対応するため、空港の拡張や新空港の建設、航空路の増設、複線化等が進められている。VORは、これらの施策実施に必須の施設の一つであるため増設が進み、1992年現在約100局が設置運用されている<sup>(2)</sup>。このため、現在我が国の主要航空路ではVORを用いた計器飛行を行うことができ、航空の安全と運航効率の向上に役立っている。

VOR局が海岸近くに設置されると、海上の航空機で受信される信号は、直接波と海面反射波の干渉によって航空機の移動に伴い変動する。受信レベルの変動と共に方位情報も変動することが多い。我が国では多くのVOR局が海岸近くに設置されており、レベル変動のために受信レベ

<sup>1</sup>距離測定装置として、DMEと共用性のある軍用の航行援助施設TACAN (Tactical Air Navigation system) の距離測定部を利用する方式もあり、VORTACと呼ばれる。



ルが受信機の最低受信レベル以下となったり、方位変動の幅が規定を超えたりして、何らかの運用制限を受けている局は20近くにのぼる。このため、海面反射波の影響を軽減する方法の研究や、海面反射の影響を受けにくい設置場所の選定方法の確立が望まれている。また、海面反射による方位変動の発生機構を明らかにし、その大きさの予測と低減法の研究が要望されている。さらに、新しい航空路の設定や、エリアナビゲーション<sup>(3)</sup>(広域航法)など新しい航行方式の導入が検討されており、それらに応じるためVORの精度、信頼性向上が望まれている。

本研究では、これらの要望に応え、海面反射による受信レベルや方位の変動にもとづくVORの性能低下を改良する方法を明らかにする。海面反射によるレベル変動を減らすには、海面への入射成分を直接波成分に比べて小さくする必要がある。このため、VORアンテナの放射特性を改善し、海面反射波成分を低減できる新型アンテナの開発と、局周辺の地形を利用して海面への入射成分を遮蔽する方法について提案を行う。これらの方法によるアンテナの設計や、アンテナ設置位置の評価を容易にするため、アンテナ放射特性の精度良い解析方法について研究する。

一方、海面反射によるレベル変動は許容範囲でも、方位変動が大きく運用基準を満たせないことがある。このため、海面反射による信頼性低下を防ぐには、レベル変動の低減だけでは不十分で、方位変動の発生機構を明らかにし、これを低減することも必要である。そこで、方位変動の原因について検討し、これに関連があると予想されるVORの固有方位誤差についてその発生機構の解析を行う。その結果をもとに、海面反射による方位変動の機構解明とその低減方法について検討する。

## 1.2 VORの歴史と従来の研究状況

現在のVORの原理はアメリカで開発され、1940年ころ提案されたVHF全方向式ビーコンから始まる。これは、従来のNDB<sup>(4)</sup>(全方向式ビーコン)を利用した測位と比べ、高い精度の方位情報が得られることから民間航空用に広く使われ、1949年国際民間航空機関(ICAO)の標準方

式として採用された。

VORの普及に伴い、その性能向上のための研究がアメリカを中心に進められた。最初に実用化され、現在も使用されているコンベンショナルVOR<sup>(5)</sup>(Conventional VOR, 以下CVORと呼ぶ)は、周辺反射物の影響で方位情報に誤差が生じやすい<sup>(6)</sup>。これを改善するため、可変位相信号の発生にアンテナ回転にもとづくドップラー効果を利用する全方向式無線標識がHanselにより1953年に提案された<sup>(7)</sup>。この原理をもとに、従来のCVORと信号の共用性があるドップラーVOR(以下DVORと呼ぶ)の開発がCAA(アメリカFAA(連邦航空局)の前身)を中心に行われた<sup>(8)</sup>。このDVORはSSB方式と言い、基準位相信号を含む搬送波と、可変位相信号を含む上側波帯からなるVHF波を放射する。DVORの開発により、周辺反射物などによる方位誤差がCVORの5分の1程度となり、その設置条件が大幅に緩和できるようになった。

しかし、SSB方式DVORは固有誤差が比較的大きく、信号スペクトルがCVORのそれと完全には一致しないため、受信機で生じる誤差も増加する傾向がある。これらによる誤差低減のため、可変位相信号の伝送に上下両側波帯を用いるDSB方式DVORの研究がアメリカや我が国で行われている<sup>(9)~(11)</sup>。

VORの方位精度を大幅に向上させるため、精密VOR(Precision VOR, 以下PVORと呼ぶ)の研究も行われた。例えば、従来の方位情報に加え、精密方位情報も同時に伝送するマルチローブ方式のPVORが提案され、その性能が報告された<sup>(12)</sup>。また、基準位相信号の変調法を変えるFM/FM方式や<sup>(13)</sup>、デジタル技術を応用したVOR<sup>(14)</sup>、さらに、アンテナ開口を拡大したVORが提案された<sup>(15)</sup>。しかし、PVORは高精度情報を利用するため機上受信装置の変更または改良を要し、主に経済的な理由から実用化には至っていない。

VORの信頼性を向上させるための研究も盛んで、我が国で行われた主要な研究として、次のものが上げられる。DVORでは方位情報を発生させるため、円形状に配置された多数のアンテナに電力分配器(以下



ディストリビュータと呼ぶ)を用いて順次切換え給電し、疑似的にアンテナを回転させるが、このディストリビュータとして、信頼性の高い固体式ディストリビュータが田中らにより開発され<sup>(16)</sup>、現在我が国ではすべての局でこの方式が用いられている。最近の電子装置の信頼性や位相制御技術の向上に伴い、全固体化され、変調方式などが工夫されたDSB方式DVORが開発され<sup>(17)</sup>、我が国ではこの方式が増加しつつある。また、装置監視精度を向上し、運用の信頼性を上げるためのモニタの研究や<sup>(18)</sup>、VOR信号から不要高調波を減らし、他局との干渉を低減する方法について研究が行われた<sup>(19)</sup>。さらに、受信装置における方位情報処理方式や、信号ひずみが受信機に与える影響なども研究された<sup>(20),(21)</sup>。

局周辺の建造物や電線、森林などでの電波散乱による方位情報の変動現象について、解析的研究が積極的に行われている。例えば、局周辺の電線によるCVRの方位変動に関する解析結果などがAndersonとKearyにより報告された<sup>(22)</sup>。森林などによる方位変動の実験的研究や、有限長の電線による方位誤差解析も行われている<sup>(23),(24)</sup>。また、これら散乱体の影響を減らすため、アンテナの放射特性を改良する研究が主にCVR用アンテナに対して行われ、無給電ループアンテナや、多段スタックアンテナが提案された<sup>(25),(26)</sup>。しかし、これらのアンテナは一般に構造が複雑となり、方位誤差特性や信頼性に不安があるため、実用となっていない。

これらの研究をもとに、我が国では1958年に最初のVOR(CVR)が設置されて以来設置数は増加し、1970年までに約20局、1990年には90局以上が設置運用されて国内の主要航空路はほとんどVOR化された。このうち約10局がCVRで、他は日本の地形条件に適したDVORである。また、今後は、DSB方式DVORが我が国の標準方式として運用されることになり、最近その設置数が増加している。これに対してアメリカでは、1988年には約950局のVORが運用され<sup>(27)</sup>、そのうち、DVORは60局ほどで大部分がCVRである。

以上のように従来の研究は、VOR装置の基本性能や信頼性および方位精度の向上をめざしたもの、局周辺の建造物などによる方位誤差の解

析や、その防止法の検討などが多い。しかし、海面反射の影響による信号の劣化や、その対策に関する研究は従来あまり行われていない。また、DSB方式DVORに関する固有誤差の解析や、海面反射の影響などについての研究もほとんど見当たらない。これは、これまでの研究の中心であったアメリカでは、一般に局周辺に広い空間を確保しやすく、海面反射などによる問題が起こりにくいためと考えられる。また、今日でもCVRが大多数を占め、DVORに関する研究は要望が少ないようである。しかし、我が国では地勢上の理由から、厳しい設置条件にも対応しやすいDVORが大部分で、アメリカとはその運用条件が大幅に異なっている。このため、海面反射によるVORの性能低下の改善や、DVORの誤差解析は我が国独自の問題として取り組む必要がある。

海面反射の電波伝搬への影響については、衛星通信の普及などに伴い研究が進み、多くの報告がある<sup>(28),(29)</sup>。この影響低減のため、アンテナ特性を改良する研究がレーダアンテナについて報告されている<sup>(30)</sup>。VOR用にもスタックアンテナの利用が検討されたが<sup>(31),(32)</sup>、アンテナの構造が複雑で実用化には至っていない。一方、海面反射によるVOR方位変動について、現象的には知られていたが、その発生原因の究明や、低減法に関する研究はほとんど見当たらない。

そこで、本研究では海面反射によるVORの性能低下に関連するアンテナ放射特性の改良法、固有方位誤差の検討と、方位変動の発生機構解明を中心として研究を進める。

### 1.3 研究の目的と概要

VOR局が海岸近くに設置されたとき、海面反射の影響で受信信号レベルや方位情報が変動して、VORの性能が低下する。本研究は、この性能低下を防ぐため、海面反射によるレベル変動を低減する方法の開発と、方位変動の発生機構の解明、およびその除去法を明らかにすることを主な目的とする。

まず、レベル変動低減のため、海面への入射波を大幅に少なくできる新



型アンテナを開発する。周辺地形の電波遮蔽効果を利用して海面反射の影響を低減する方法について研究する。また、アンテナの放射特性や、地形の電波伝搬特性への影響に関する精度良い計算法を求める。

次に、方位変動の発生機構およびその除去法を明らかにするため、まず、D V O Rの固有誤差の定量的な予測計算法を考える。次いで、この誤差に対する海面反射の影響を解析し、それをもとに方位変動の発生機構を仮定すると共に、変動の大きさを予測する方法を研究する。この仮定の妥当性を実験により確認する。また、この方位変動を低減する方法について提案する。

以上を研究の目的として、本論文は、次の8章からなる。まず第2章では、方位情報の発生原理やアンテナ放射特性の計算法、信号復調方法、そして運用条件などV O Rの概要について述べる。また、海面反射の影響評価法や、本研究で用いる実験装置の概要を紹介する。

第3章では、海面反射によるV O R信号変動の低減を目ざした新型アンテナの動作とその放射特性の解析、およびその性能評価のための実験結果などを中心に論じる。

第4章では、アンテナの放射特性や地形の影響を解析するときに現われる2重以上の多重回折成分の計算精度を向上させるため、U T D (Uniform GTD) をもとにした一様表現法について論じる。

第5章では、周辺地形がアンテナ放射特性に与える影響の解析と、地形の遮蔽効果を利用して海面反射成分を低減する方法とその効果について、飛行実験結果などをもとに検討する。

第6章では、海面反射による方位変動解析の基礎とするため、ドップラーV O Rの固有方位誤差について、その発生機構と大きさの予測法を研究する。

第7章では、海面反射による方位情報の変動発生機構を明らかにすると共に、その大きさの予測計算法を求める。また、変動の低減策について検討する。

第8章では研究の結論と、残された課題などについて述べる。

## 第2章 V O Rの概要

### 2.1 はじめに

V O Rは搬送波周波数108～118MHz、出力100～200 Wで運用され、その信号には、方位情報の伝達に用いられる基準位相信号、可変位相信号の他に、局識別符号、音声信号が含まれている。図2.1は、基準位相信号、可変位相信号と受信点の方位との関係を示す。これらの信号は30Hz正弦波で、基準位相信号に対する可変位相信号の位相遅れは、磁北を基準に時計廻りに測定した受信点の方位と一致する。

V O Rでは、これらの30Hz信号を互いに混変調を受けることなく送信するため、2種類の変調法を併用している。まず、基準(または可変)位相の30Hz信号を送るため、9960Hzの副搬送波が使用される。この副搬送波は30Hz信号で周波数変調され、搬送波はこの副搬送波で振幅変調される。また、もう一方の30Hz信号は、搬送波を直接振幅変調して送信される。図

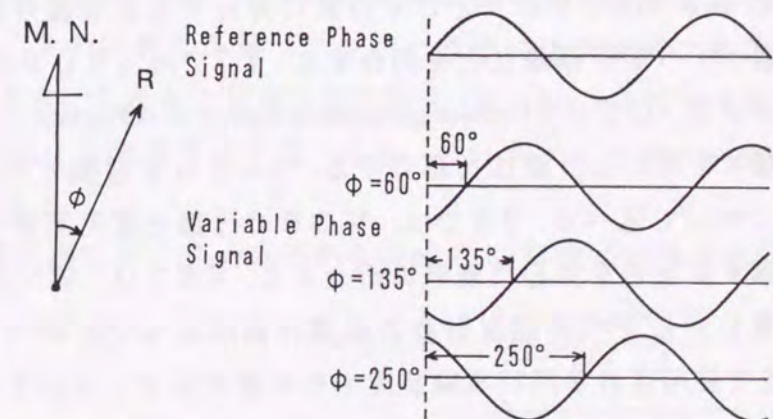


図2.1 基準位相信号と可変位相信号の位相関係



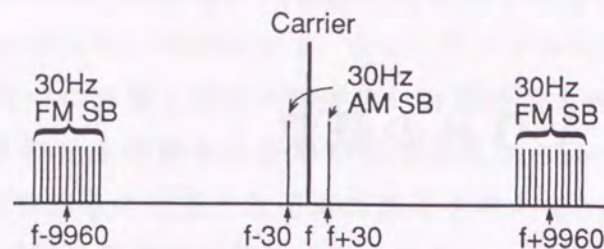


図 2.2 VOR 信号のスペクトル

2.2 に VOR 信号のスペクトルを示す。これは、搬送波 ( $f$ ) とその両側に 30Hz 離れた側波帯、および搬送波から  $\pm 9960$ Hz 離れ、別の 30Hz 信号で周波数変調されている側波帯 (副搬送波) の合成となっており<sup>1</sup>、これら 2 つの 30Hz 信号に基準および可変位相情報が含まれる。

現在、世界で運用されている VOR は、C VOR (コンベンショナル VOR) と、D VOR (ドップラー VOR) の 2 種類に大別される。さらに、D VOR には SSB, DSB および ASB の 3 方式がある。これらは信号発生法や変調法、アンテナ系の構成などが互いに異なるが、いずれの方式でも信号に共用性があり、正しい方位情報が得られるように工夫されている。航空機では、VOR 信号を基準位相信号と可変位相信号に分離し、これらの位相差を測定することにより自己の方位を知る。

本章では、主に VOR の動作原理や構成、アンテナ特性などについて述べる。まず、2.2 では C VOR と D VOR に分けて方位情報の発生法、地上送信装置やアンテナ構成などを紹介する。2.3 では C VOR の垂直面放射特性について、UTD (Uniform geometrical Theory of Diffraction: 一様幾何光学回折理論) を用いた計算法を紹介する。2.4 では受信機での信号処理、復調方法について述べる。2.5 では、VOR の仕様と運用基準に関し、本研究に關係する項目を中心に簡単に紹介する。2.6 では、アンテナを海岸付近に設置したときの海面反射波の影響評価法について述べる。2.7 では、本研究で使用する飛行実験装置やその精度などについて紹介する。

<sup>1</sup>SSB 方式 D VOR では、搬送波より 9960Hz 低い側波帯はない。

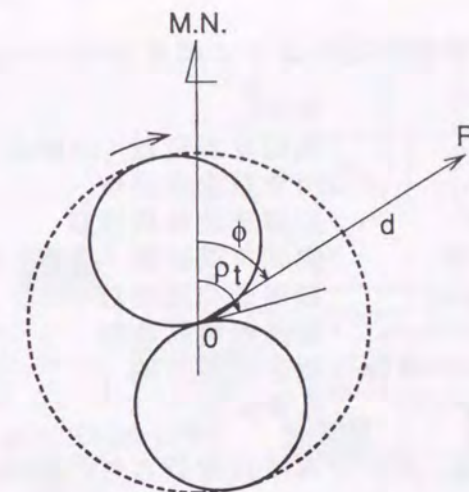


図 2.3 C VOR アンテナ模式図

## 2.2 VOR の動作原理と構成

### 2.2.1 C VOR の動作原理

図 2.3 は、C VOR の信号発生原理を説明するためのアンテナ模式図である。これは、水平面内全方向性 (図の破線のパターン) のアンテナ素子と、8 の字状の放射特性 (図の実線のパターン) を持つアンテナ素子からなり、かつこれらの波源はいずれも 0 点にある仮想的なアンテナである。さらに、後者は時計方向に 1800rpm で回転しているとする。このアンテナの全方向性アンテナ素子に 9960Hz 副搬送波により振幅変調された搬送波を供給し、8 の字特性を持つアンテナ素子には無変調の搬送波を供給する。このとき、0 点から距離  $d$  で、磁北 (M. N.) とのなす角  $\phi$  の遠方受信点 R における電界を考える。なお、これらアンテナの垂直面放射特性は一樣とする。

まず、全方向性アンテナ素子からの成分  $E_z$  は次式で表せる。

$$E_z = C_1 \{1 + q \cos(\rho_1 t + m_f \cos \rho t)\} \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.1)$$



この式に含まれる係数は次のように規定されている。

$C_1$	: 定数
$q = 0.3$	: 振幅変調指数 (副搬送波)
$m_f = 16$	: 周波数変調指数
$\rho_1 = 2\pi\Delta f$	: 副搬送波角周波数
$\rho = 2\pi \times 30$	: 変調角周波数 (基準, 可変位相信号)
$\Delta f = 9960\text{Hz}$	: 副搬送波周波数
$\omega = 2\pi f$	: 搬送波角周波数
$f = 108 \sim 118\text{MHz}$	: 搬送波周波数
$k = \omega/(3 \times 10^8)$	: 伝搬定数

この式の中括弧内は, 30Hzで周波数変調された副搬送波によって搬送波が振幅変調されていることを表す。最後の項は, 搬送波の位相, 距離項である。副搬送波に含まれる30Hz信号は受信方位 $\phi$ に関係しないため, 全方位同一位相の基準位相信号となる。

次に, 8の字特性を持つアンテナ素子からの成分 $E_Y$ は次式となる。

$$E_Y = C_2 \sin(\rho t - \phi) \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.2)$$

ここで,  $C_2$ は定数である。 $\sin(\rho t - \phi)$ は, このアンテナが1秒あたり30回転しており, その位相項に方位情報 $\phi$ が含まれていることを示している。また, この成分は $f \pm 30\text{Hz}$ の側波帯のみからなる平衡変調波となっている。

VOR信号は式(2.1)と(2.2)の合成波 $E_V^C$ となり, 定数を省略すると次式で表せる。

$$E_V^C = \{1 - m_a \sin(\rho t - \phi) + q \cos(\rho_1 t + m_f \cos \rho t)\} \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.3)$$

ここで,  $m_a$ は $E_Y$ と $E_Z$ の振幅比で, 30Hz振幅変調指数とも考えられ, 一般に0.3に規定される。この式は, 搬送波が方位情報 $\phi$ を含む30Hz信号, および一定位相の30Hz信号を含む副搬送波によって振幅変調されていることを示している。したがって, CVORでは基準位相信号は副搬送波に含まれ, 可変位相信号は30Hz側波帯に含まれる。

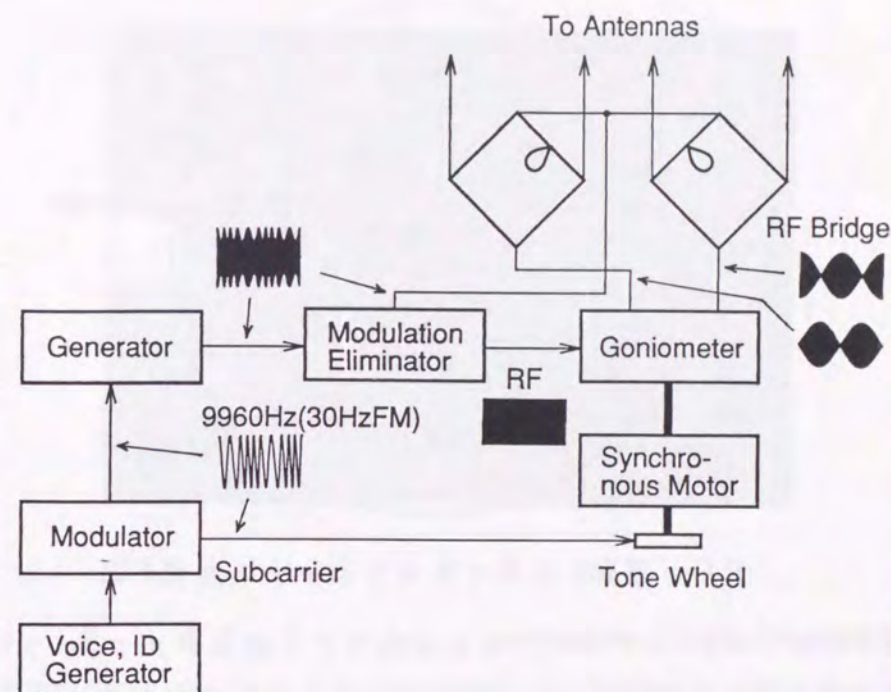


図 2.4 CVOR 送信装置

## 2.2.2 CVOR 地上装置

図 2.4 は CVOR 送信装置の系統図と各部の信号波形である。送信装置は, 変調器, 送信機, 変調除去器 (Modulation Eliminator), ゴニオメータ<sup>(1)</sup> (Goniometer), トーンホイール<sup>(1)</sup> (Tone Wheel) そして高周波ブリッジ (RF Bridge) などからなる。トーンホイールは, 30Hzで周波数変調された 9960Hz 副搬送波を発生する。変調器は, 副搬送波と標識符号 (ID) および音声で送信機からの搬送波を振幅変調する。変調除去器は搬送波電力を分割し, その一部から振幅変調分を除去してゴニオメータへ供給し, 残りはそのまま高周波ブリッジへと供給する。これにより, 搬送波は位相関係を保ったまま 2 分割できる。ゴニオメータでは搬送波を位相が 90° 異なる 2 種類の 30Hz 包絡線状波形に変形させる (図 2.4 の波形参照)。ゴニオメータと高周波ブリッジは, 4 個の固定アンテナを利用して図 2.3 のアンテナと同じ放射特性と, アンテナ回転を得るために使われる。



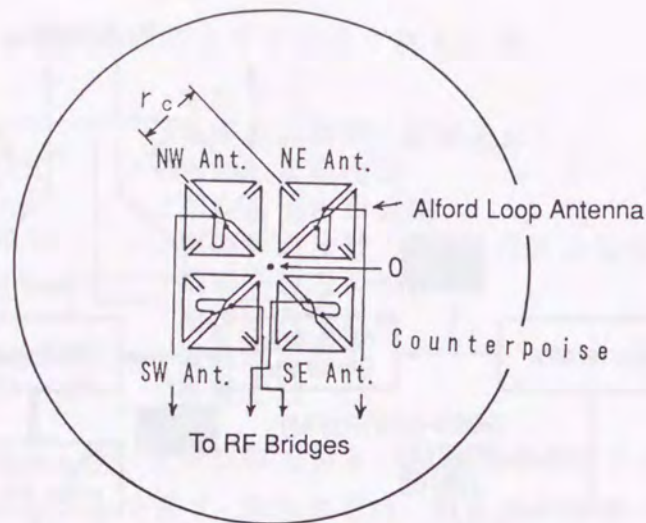


図 2.5 CVOR アンテナ上面図

図 2.5 は CVOR アンテナの上面図で、一般にアルフォードループアンテナ<sup>(33)</sup>が互いに隣接して 4 個取り付けられた構造となっている。アルフォードループアンテナは一種の多点給電ループアンテナで、水平面内全方向性で水平偏波を放射し、垂直面放射特性は 8 の字となる。4 個のアンテナは、磁北を基準に北西、南東、北東、南西位置に設置され、それぞれ NW (North West 以下同様) SE, NE, SW アンテナと呼ばれる。これらのアンテナの極性は、N 側と S 側が互いに逆となるよう設定されている。また、水平方向以下への放射を低減するため、これらのアンテナはカウンタポイズと呼ばれる半径約 15 ~ 25 m の円形反射板上に高さ約 1.3 m で設置される<sup>2</sup>。図 2.6 は、現在運用されている CVOR アンテナ系の外観である。この局ではカウンタポイズとして地面と金属板を併用している。CVOR アンテナは左のドーム内に格納されている。

副搬送波などによる振幅変調波と、2 種類の 30Hz 包絡線波形状の搬送波はこれらのアンテナに供給され、前者はすべてのアンテナから同相で放射され、後者は正弦波成分、余弦波成分ともそれぞれ 2 個のアンテナから逆相で放射されるため、合成パターンは常に 8 の字型となる。さら

<sup>2</sup>一部の局ではこの反射板として、滑らかにした地面を代用している。



図 2.6 CVOR アンテナ外観 (御宿 VOR)

に、このパターンはゴニオメータによって等価的に 1 秒あたり 30 回転して、原理的に式 (2.2) と同じ方位情報を含む平衡変調波が得られる。

但し、実際のアンテナは有限の大きさをもつため、個々のアンテナの中心と CVOR アンテナの中心 O 点とは一致せず、いずれも  $r_c (\approx 57\text{cm})$  離れている (図 2.5 参照)。そこで、副搬送波で振幅変調された搬送波  $E'_Z$  と、ゴニオメータで平衡変調され高周波ブリッジを介して 4 個のアンテナから放射された側波帯成分  $E'_Y$  はそれぞれ次式で表される。

$$E'_Z = C_3 \{1 + q \cos(\rho_1 t + m_f \cos(\rho t + \chi))\} C_Z(\phi) \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.4)$$

$$E'_Y = C_4 \sin(\rho t - u_p) C_Y(\phi) \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.5)$$

ここで、 $C_3, C_4$  は定数、 $\chi$  は位相設定のための補正角、 $C_Z(\phi), C_Y(\phi)$  は 4 個のアンテナの放射中心が O 点と異なっているために生じる水平面内の指向性関数で、文献 (1) に与えられている。また、 $E'_Y$  に含まれる位相偏移  $u_p$  は次式で与えられる。

$$u_p = \tan^{-1} \frac{\sin(kr_c \sin(\phi + \pi/4))}{\sin(kr_c \cos(\phi + \pi/4))} \quad (2.6)$$

図 2.7 に受信方位  $\phi$  に対する  $u_p$ 、式 (2.4), (2.5) の  $C_Z(\phi), C_Y(\phi)$  の計算例を示す。 $u_p$  は、 $\phi$  とは  $45^\circ$  の位相ずれがあり、小さな 4 周期の変動も重畳し



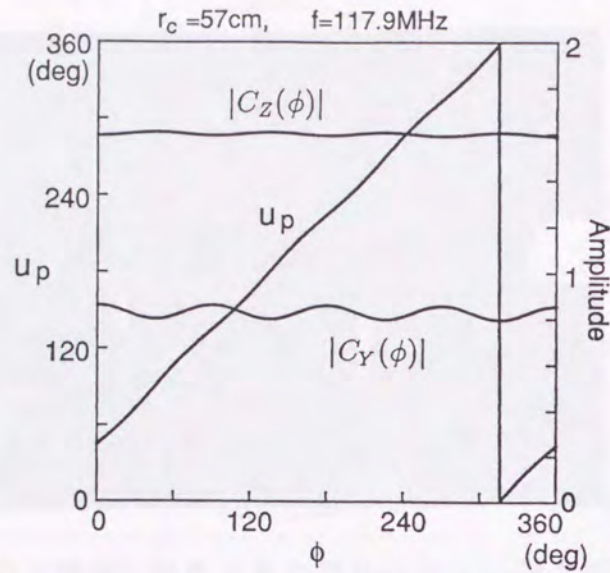


図 2.7 CVOR アンテナ水平面指向性関数

ているが、ほぼ両者は比例関係にある。また、 $C_z(\phi)$ 、 $C_y(\phi)$  はいずれも 4 周期の変動が生じるが、その振幅は小さい。このため、この変動の影響を無視すると、式 (2.4)、(2.5) に含まれる 30Hz 信号は、それぞれ全方位同一位相の基準位相信号と可変位相信号になる。したがって、 $E'_z$  と  $E'_y$  の 30Hz 信号が磁北で同相となるように調整し、振幅比などを正しく設定すると、式 (2.3) と同じ VOR 信号が得られる。

CVOR における固有誤差について考える。まず、図 2.7 の曲線  $u_p$  において 4 周期の方位変動がみられる。これは、図 2.5 のアンテナ配置において、理想的には一致すべき基準点とアンテナ中心間が距離  $r_c$  離れているために生じる。また、指向性関数  $C_z(\phi)$ 、 $C_y(\phi)$  により搬送波、側波帯に本来は存在しないレベル変動が加わることによっても誤差が生じる。この他に、アルフォードループアンテナの水平面放射特性が正確に一樣となっていないために生じる誤差などが知られている。

### 2.2.3 DVOR の動作原理

図 2.8 は、DVOR の信号発生原理を示すアンテナ系の模式図である。これは、30Hz で振幅変調された搬送波を放射するアンテナ  $A_c$  と、これを

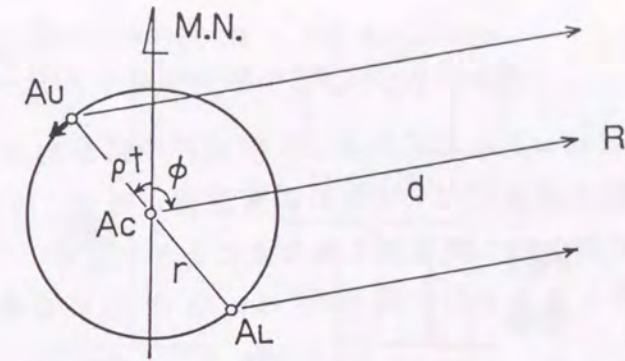


図 2.8 DVOR アンテナ原理図

中心とする半径  $r$  ( $\approx 6.5\text{m}$ ) の円周上を反時計回りに毎秒 30 回転しながら搬送波周波数 + 9960Hz の上側波帯を放射する上側波帯アンテナ  $A_u$ 、および搬送波周波数 - 9960Hz の下側波帯を放射するアンテナ  $A_l$  からなる。

$A_c$  から距離  $d$  で、磁北 (M. N.) とのなす角  $\phi$  の遠方受信点  $R$  における搬送波  $E_c$  は、アンテナ放射特性を等方性とするとき次式で表せる。

$$E_c = C_5(1 - m_a \sin \rho t) \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.7)$$

一方、アンテナ  $A_u$  と  $A_l$  からの上下側波帯の合成波  $E_s$  は次式となる。

$$E_s = C_6 \left\{ q_u \frac{e^{j\{\omega_1 t - k_1 d + k_1 r \cos(\rho t + \phi)\}}}{d} + q_l \frac{e^{j\{\omega_2 t - k_2 d - k_2 r \cos(\rho t + \phi)\}}}{d} \right\} \quad (2.8)$$

この式で新たに現れる係数などは次のように規定される。

$C_5, C_6$	: 定数
$q_u = 0.3$ (SSB 方式), $0.15$ (DSB 方式)	: 上側波帯, 搬送波振幅比
$q_l = 0$ (SSB 方式), $0.15$ (DSB 方式)	: 下側波帯, 搬送波振幅比
$\omega_1 = 2\pi(f + \Delta f)$	: 上側波帯角周波数
$\omega_2 = 2\pi(f - \Delta f)$	: 下側波帯角周波数
$k_1 = \omega_1 / (3 \times 10^8)$	: 上側波帯伝搬定数
$k_2 = \omega_2 / (3 \times 10^8)$	: 下側波帯伝搬定数

側波帯は、アンテナの回転によるドップラー効果で周波数変調され、その位相は受信方位に対応している。

この式は次のように書きかえることができる。

$$E_s \simeq C_6 \{ (q_u + q_l) \cos(\rho_1 t + kr \cos(\rho t + \phi)) \}$$



$$+j(q_u - q_l) \sin(\rho_1 t + kr \cos(\rho t + \phi)) \left\{ \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \right\} \quad (2.9)$$

ここで、 $k_1 \simeq k_2 \simeq k$ としている。この式の中括弧内は、方位情報を含む30Hzで周波数変調された9960Hzの副搬送波となる。このため、 $E_s$ は副搬送波で平衡変調された搬送波とみなすことができる。

受信点で得られるVOR信号 $E_V^D$ は、 $E_c$ と $E_s$ の合成となり、次式で表せる。

$$E_V^D \simeq \left\{ 1 - m_a \sin \rho t + (q_u + q_l) \cos(\rho_1 t + kr \cos(\rho t + \phi)) \right. \\ \left. + j(q_u - q_l) \sin(\rho_1 t + kr \cos(\rho t + \phi)) \right\} \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (2.10)$$

ここで、 $kr$ を式(2.1)の $m_f$ と同じく16とすると<sup>3</sup>、DSB方式では $q_u = q_l$ のため、この式はCVORからの信号式(2.3)と同じ形となる。但し、式(2.3)は第2項が可変位相信号、第3項が基準位相信号となるのに対し、この式では第2項が基準位相信号、第3項が可変位相信号となり、CVORとDVORでは基準、可変位相信号の変調方法が逆になっている。なお、SSB方式では副搬送波に90°位相が異なる成分(中括弧内第4項)が残るため、信号に位相変調成分が含まれることになるが、これは他の成分より小さいため、近似的にはDSB方式と同じ信号とみなせる<sup>4</sup>。

## 2.2.4 DVOR地上装置

図2.9は、最近のDSB方式DVOR送信装置の構成および信号波形である<sup>(17)</sup>。送信装置は、変調信号発生器(Mod. Signal Generator)、搬送波送信機(Carr. Generator)、側波帯送信機(SB Generator)、そしてディストリビュータなどからなる。この装置の搬送波変調方式は、従来とは異なり直接変調方式<sup>(34)</sup>を採用している。変調信号発生器では、基準位相信号となる30Hz信号や副搬送波となる9960Hz信号および標識信号などを発生すると共に、搬送波送信機、側波帯送信機やディストリビュータなどの位相同期を行うためのクロック信号を発生する。搬送波送信機では、変調信号発生器から

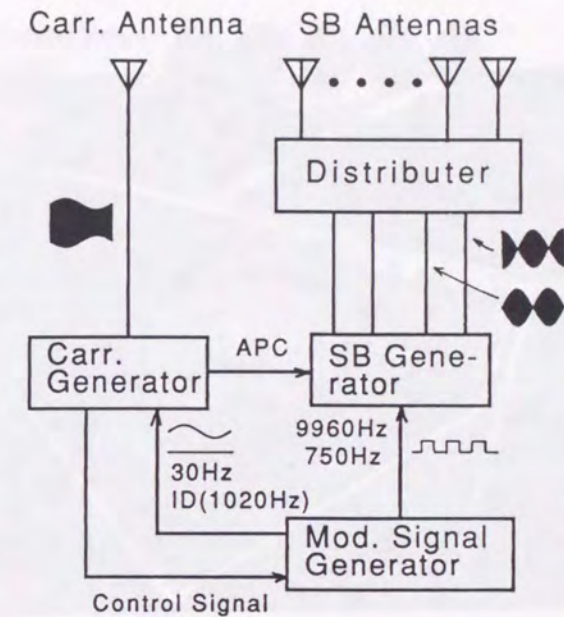


図2.9 DVOR送信装置

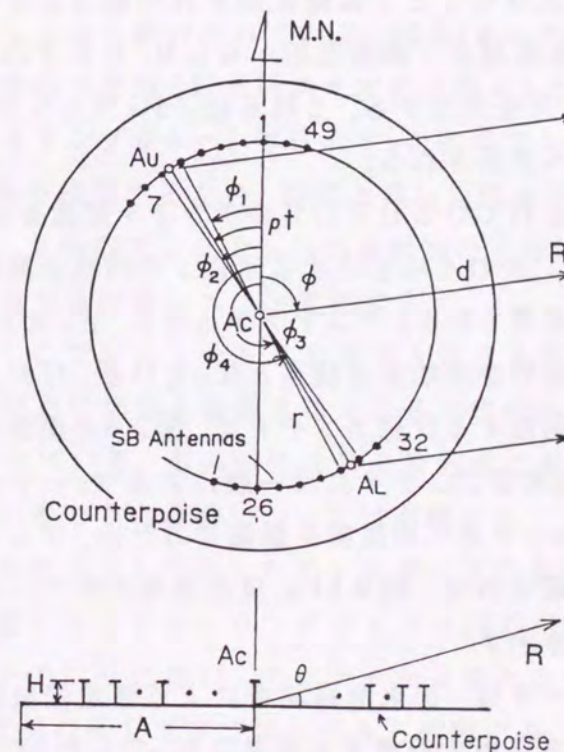


図2.10 DVORアンテナ配置図

<sup>3</sup>アンテナ回転半径 $r$ はこの関係を満たすため約6.5mとなる。

<sup>4</sup>この信号内容の違いが受信機の特性によっては誤差を引き起こす場合があり、文献(21)で報告されている。





図 2.11 DVOR アンテナ外観 (関宿 VOR)

の 30Hz 信号や識別符号などで振幅変調された搬送波を発生する。側波帯送信機は、上側波帯用と下側波帯用からなり、それぞれ、搬送波周波数と  $\pm 9960\text{Hz}$  異なる信号を発生する。これらは、ディストリビュータを經由して側波帯アンテナへ供給される。

図 2.10 に実用されている DVOR のアンテナ配置を示す。これは、搬送波アンテナ  $A_0$  と、それを中心とする半径  $r$  の円周上等間隔に設置された 50 本の固定側波帯 (SB) アンテナからなり、ディストリビュータでこれらに順次側波帯信号を供給する構造となっている。なお、 $A_U$ 、 $A_L$  は、円周上をなめらかに回転する仮想アンテナで、図 2.8 の側波帯アンテナに対応する。搬送波、側波帯アンテナには一般にアルフォードループアンテナが用いられる。また、下方への放射を低減するため、アンテナ下部にはカウンタボイズが設置される。図 2.11 に現在運用されている DVOR 局アンテナ系の外観図を示す。

ディストリビュータは、従来静電結合により固定側波帯アンテナに機械的に側波帯電力を切換え給電する構造となっていたが<sup>(8)</sup>、我が国では現在信頼性の高い固体化ディストリビュータに置き換えられている。このディ

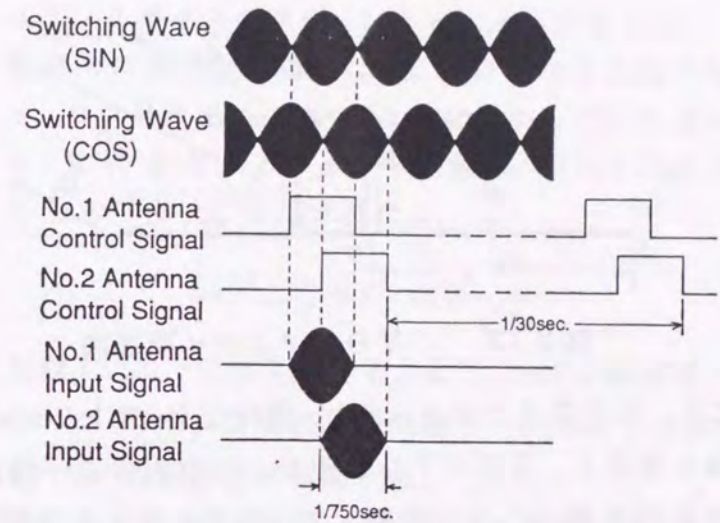


図 2.12 側波帯切換え波形とタイミングチャート

ストリビュータは、給電時に生じる高調波雑音を低減するため、1800rpm で回転する仮想アンテナ  $A_U$ 、 $A_L$  をはさむそれぞれ 2 本の固定アンテナが常に給電状態になるよう設計されている。図 2.12 にディストリビュータに供給される側波帯信号波形 (以下切換え波形と呼ぶ) と、ディストリビュータ駆動信号のタイミングチャート等を示す。これらアンテナへの給電電圧は、アンテナ回転を模擬するため、時間と共に正弦波状に変化する。この給電電圧変化と、2 個のアンテナからの放射波の干渉により、時間の経過と受信方向の変化で側波帯レベルが変動する<sup>(35)</sup>。

DVOR にはここで紹介した SSB 方式と DSB 方式の他に、上側波帯と下側波帯を交互に切換え給電する ASB 方式があり<sup>(9)</sup>、ヨーロッパ等を中心に運用されている。その特性は DSB 方式に近いが、我が国では使用されていないのでその詳細については省略する。

DVOR の固有誤差としては、カウンタボイズの影響が最もよく知られている。側波帯アンテナはカウンタボイズと同心円状に配置されているため、アンテナの回転に伴い、アンテナから見たカウンタボイズの大きさが変化し、それに応じて側波帯レベルも変動する。即ち、側波帯信号は 30Hz で振幅変調されることとなり、これが基準位相信号の 30Hz と混変調



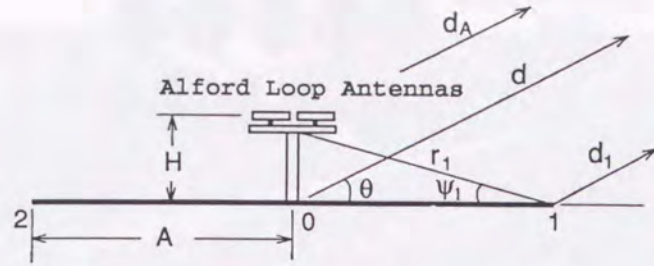


図 2.13 CVOR アンテナ断面図

を引き起こし、方位誤差となる。また、固体化ディストリビュータでは、側波帯の切換え波形と、2 個のアンテナからの放射波の干渉により本来一定となるべき側波帯レベルが変動して、誤差の発生が予想される。これら影響による方位誤差については、第 6 章で詳細に論じる。

## 2.3 CVOR アンテナの垂直面放射特性

### 2.3.1 放射特性の計算

図 2.13 は CVOR アンテナの断面図である。半径  $A$  のカウンタボイズの中心上高さ  $H$  に図 2.5 に示した 4 個のアルフォードループアンテナ対が設置されている。このアンテナの垂直面放射特性についてはいくつかの解析法が報告されている<sup>(25),(36),(37)</sup>。本研究では、これらの中で、Balanis らの文献にある UTD<sup>(38)</sup>を用いる。UTD は、Keller により提案された GTD<sup>(39)</sup> (Geometrical Theory of Diffraction: 幾何光学回折理論) を Kouyoumjian, Pathak らが拡張し、その欠点を除いたもので、計算過程が直感的で分かりやすいため、アンテナ特性や、建造物などでの散乱回折現象の解析に広く利用されている。

CVOR アンテナは水平面内全方向性で、波源がカウンタボイズの中心にあるため、放射特性の解析は 2 次元的に行うことができる。そこで、ここでは波源としてアルフォードループアンテナと垂直面放射特性が同じ線波源アレイ<sup>(37)</sup>を用いた。これは、電流の向きが互いに反対の近接した 2 本の線波源からなる。またカウンタボイズは、紙面に垂直な方向は無

限長で幅がカウンタボイズの直径 ( $2A$ ) となる平板とする。

図 2.13 の配置での遠方受信電界は、UTD では線波源アレイからの幾何光学成分と、カウンタボイズエッジ 1, 2 点からの回折成分の合成として与えられる。まず、線波源アレイから距離  $d_A$ 、仰角  $\theta$  の遠方受信点での直接波成分を  $E_A$  とすると、次式で表せる。

$$E_A(d_A, \theta) = C \cos \theta \frac{e^{-jk d_A}}{\sqrt{d_A}} \quad (2.11)$$

ここで  $C$  は定数で、以下では 1 とする。また、 $\cos \theta$  は線波源アレイの垂直面放射特性である。なお、この式で時間因子 ( $\exp(j\omega t)$ ) は省略している。本節では、以下この時間因子を省略する。

幾何光学成分  $E_G$  は、 $-\pi/2 < \theta \leq +\pi/2$  とすると次式で与えられる。

$$E_G \simeq \begin{cases} E_A(d, \theta) e^{jkH \sin \theta} \\ -E_A(d, \theta) e^{-jkH \sin \theta} & : \psi_1 < \theta \leq \pi/2 \quad (\text{領域 1}) \\ E_A(d, \theta) e^{jkH \sin \theta} & : -\psi_1 < \theta \leq \psi_1 \quad (\text{領域 2}) \\ 0 & : -\pi/2 < \theta \leq -\psi_1 \quad (\text{領域 3}) \end{cases} \quad (2.12)$$

この式は、受信点が領域 1 にあるときは直接波とカウンタボイズでの反射波、領域 2 では直接波、領域 3 では何も受信されないことを意味している。これら領域の境界を影の境界 (Shadow Boundary) と呼ぶ。なお、この式は、位相基準点を図 2.13 の 0 点においた遠方近似である。

次に、エッジ 1 での回折波  $E_D$  は次式で表せる。

$$E_D(d_1, r_1, \pi - \theta, \psi_1) = E_A(r_1, \psi_1) D_s\left(\frac{d_1 r_1}{d_1 + r_1}, \pi - \theta, \psi_1\right) \frac{e^{-jk d_1}}{\sqrt{d_1}} \quad (2.13)$$

ここで、 $d_1$ ,  $r_1$  は、それぞれエッジ 1 から受信点までと、波源までの距離である。この式で関数  $D_s$  は UTD 回折関数で、次式で与えられる。

$$D_{s,h}(L, \alpha, \beta) = -\frac{e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k}} \left\{ \frac{F(2kL \cos^2 \frac{\alpha - \beta}{2})}{\cos \frac{\alpha - \beta}{2}} \mp \frac{F(2kL \cos^2 \frac{\alpha + \beta}{2})}{\cos \frac{\alpha + \beta}{2}} \right\} \quad (2.14)$$

この関数の下つき文字 ( $s, h$ ) は入射波の偏波面に対応し、水平偏波 ( $s$ ) では中括弧内の  $\mp$  符号はマイナスとなり、垂直偏波 ( $h$ ) ではプラスとな



るため、VORでは( $s$ )が用いられる。また、 $L$ は距離変数と呼ばれる。関数  $F$  は Transition Function と呼ばれ、次式となる。

$$F(X) = 2j\sqrt{X}e^{jX} \int_{\sqrt{X}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (2.15)$$

式(2.13)から、回折波はエッジへの入射波( $E_A$ )と回折関数( $D_s$ )の積で与えられる大きさを持ち、エッジを波源として放射されると解釈できる。なお、式(2.14)の回折関数は2次元問題に有効で、3次元およびくさび状エッジが含まれる問題については、第5章以降で論じる。

この回折波の位相基準点を0点に移した遠方解  $E_{D1}$  は、0点から受信点までの距離を  $d$  とすると次式で表せる。

$$E_{D1} \simeq E_A(r_1, \psi_1) D_s(r_1, \pi - \theta, \psi_1) \frac{e^{-jk(d - A \cos \theta)}}{\sqrt{d}} \quad (2.16)$$

ここで、回折関数中の距離変数にエッジから受信点までの距離  $d_1$  が含まれていないのは、遠方近似のため  $d_1 \gg r_1$  となり、

$$\frac{d_1 r_1}{d_1 + r_1} \rightarrow r_1$$

となるためである。同様にエッジ2での回折波  $E_{D2}$  は次式となる。

$$E_{D2} \simeq -E_A(r_1, \psi_1) D_s(r_1, \theta, \psi_1) \frac{e^{-jk(d + A \cos \theta)}}{\sqrt{d}} \quad (2.17)$$

以上から、遠方受信点での電界  $E_C$  は次式で表せる。

$$E_C(d, \theta) = E_G + E_{D1} + E_{D2} \equiv F_C(\theta) \frac{e^{-jkd}}{\sqrt{d}} \quad (2.18)$$

ここで、 $F_C(\theta)$  はアンテナの垂直面放射特性で、 $F_C(\theta) = (E_G + E_{D1} + E_{D2})\sqrt{d}e^{jkd}$  となる。

図2.14は、この式を用いた放射特性の計算例で、幾何光学成分( $E_G$ )、回折成分( $E_{D1} + E_{D2}$ )およびこれらの合成波を示す。回折成分は、影の境界(Shadow Boundary)での幾何光学成分の不連続を補償して、合成波の曲線をなめらかにする役割を果たしていると考えられる。

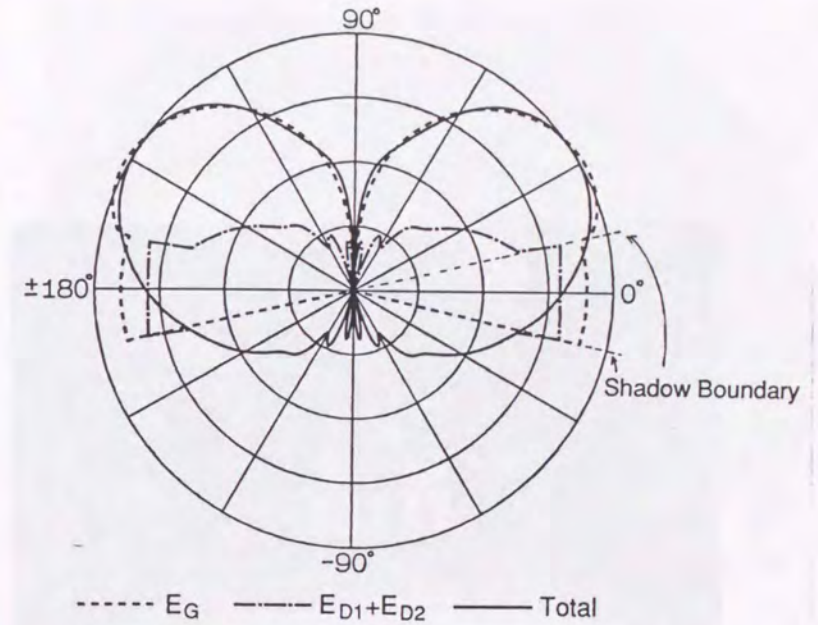


図2.14 UTDによるアンテナ放射特性の計算例

### 2.3.2 縮尺模型実験結果

この計算法の妥当性を調べるため、C V O Rの縮尺模型を用いてアンテナ放射特性を測定した。実験は当所電波無響室を用い、カウンタボイズに対応する半径  $A = 0.5$  mのアルミ円盤と、その上  $H = 12$  cmに約10分の1縮尺のアルフォードループアンテナ1個を設置したアンテナを製作し、周波数1120MHzで測定した。以下この構成のアンテナをカウンタボイズアンテナと呼ぶ。図2.15は実験を行った電波無響室内とその計測システムである。この電波無響室は、使用周波数約0.1GHz以上、反射減衰量は約20 dB以上で、 $30 \times 8 \times 7$  mの大きさを持ち、3次元アンテナ測定台、広帯域受信計測装置などを有する大型のアンテナ特性測定システムとなっている<sup>(40)</sup>。

図2.16に実測結果と計算結果を示す。 $\theta < -40^\circ$ の範囲を除き、計算結果と実測結果はよく一致しており、ここで述べた計算法の妥当性が明らかとなった。なお、 $\theta < -40^\circ$ で誤差が生じるのは、電波無響室の電波吸収体からの残留反射波の影響と考えられる。



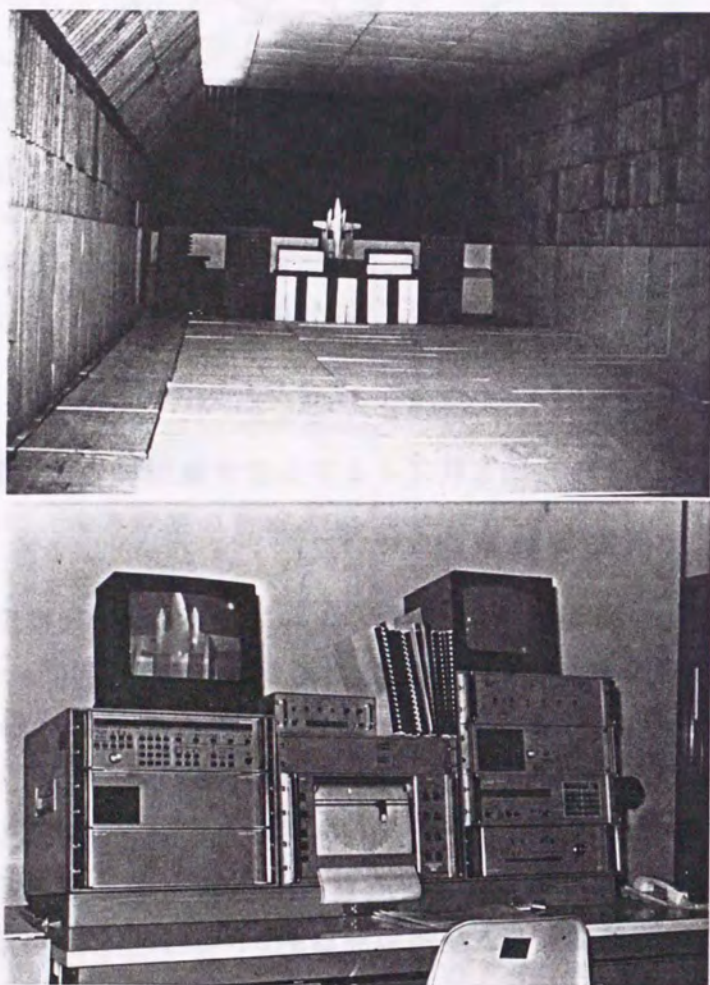


図 2.15 電波無響室と計測システム

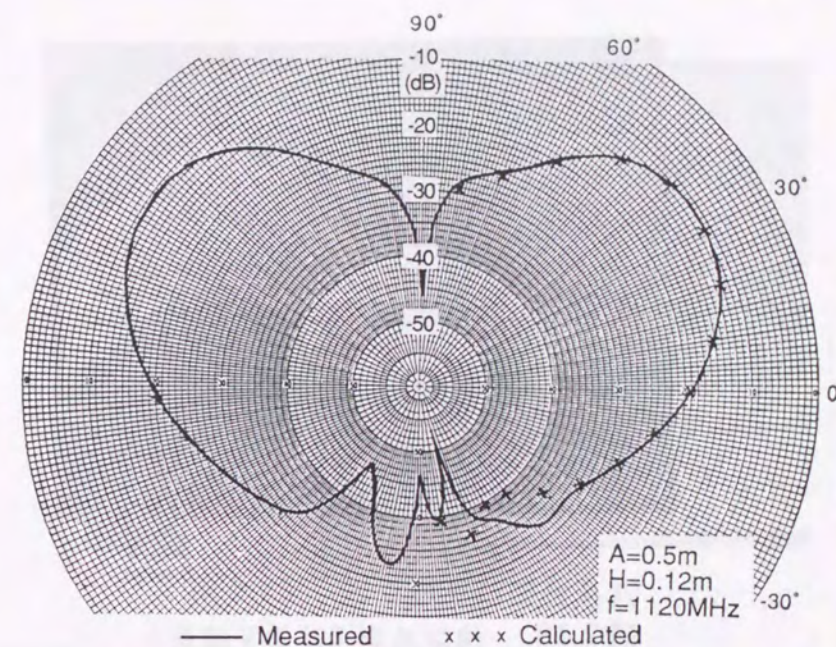


図 2.16 CVOR アンテナの垂直面放射特性

## 2.4 受信装置

図 2.17 に受信機の基本的な系統図を示す。受信された VOR 信号は式 (2.3) または (2.10) で表せ、これが受信機で増幅、検波される。検波出力  $V_{DET}$  は VOR 信号の振幅に比例するため次式となる。

$$V_{DET} \simeq 1 - 0.3 \sin \rho t + 0.3 \cos \{ \rho_1 t + 16 \cos(\rho t + \phi) \} \quad (2.19)$$

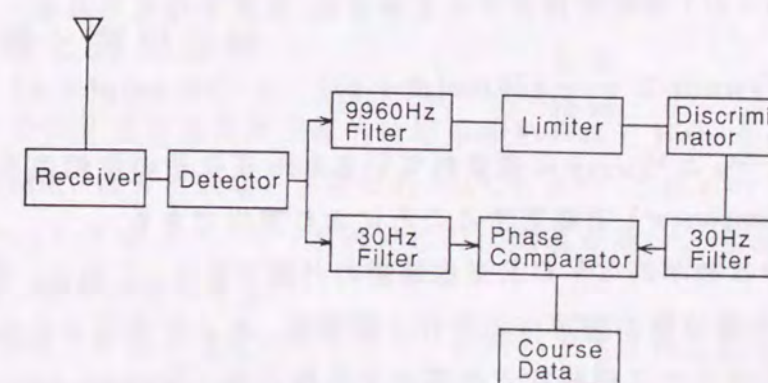


図 2.17 VOR 受信機系統図



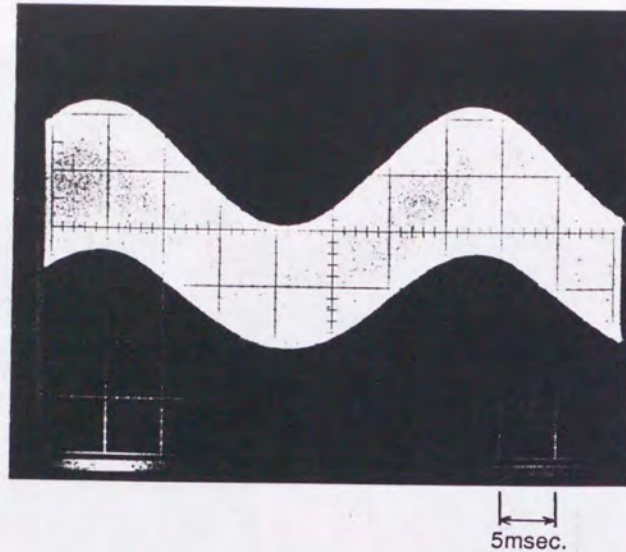


図 2.18 検波波形 (NAV 波形)

この式は、DVORからの信号を表わしているが、CVORからの信号でも全く同様に処理できる。図 2.18 は実際の検波波形で、一般にNAV 波形と呼ばれる。この信号は、30Hz と 9960Hz フィルタにより分離される。30Hz フィルタを通過した成分を  $V_{30}$  とすると次式で表せる。

$$V_{30} = \sin pt \quad (2.20)$$

一方、9960Hz フィルタを通過した成分はリミッタで整形後 FM 検波器 (Discriminator) で復調される。復調後の出力  $V_{FMDET}$  は、副搬送波の位相項 ( $16 \cos(pt + \phi)$ ) を時間微分すると求まり、次式で与えられる。

$$V_{FMDET} \simeq \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \{16 \cos(pt + \phi)\} = -480 \sin(pt + \phi) \quad (2.21)$$

方位は、 $V_{30}$  と  $V_{FMDET}$  に含まれている 30Hz 正弦波の位相差を位相比較器 (Phase Comparator) で測定することにより算出できる。

図 2.19 は標準的な VOR 受信装置の外観である。これは、受信機、動作チェックや周波数の設定などを行う制御器、および飛行方位の設定やその方位からのコース偏移などを表示する指示器 (Deviation Indicator) からなる。制御器で設定された周波数の VOR 信号は受信機で処理され、方位情報として出力される。これと、コース指示器からの設定方位との差が

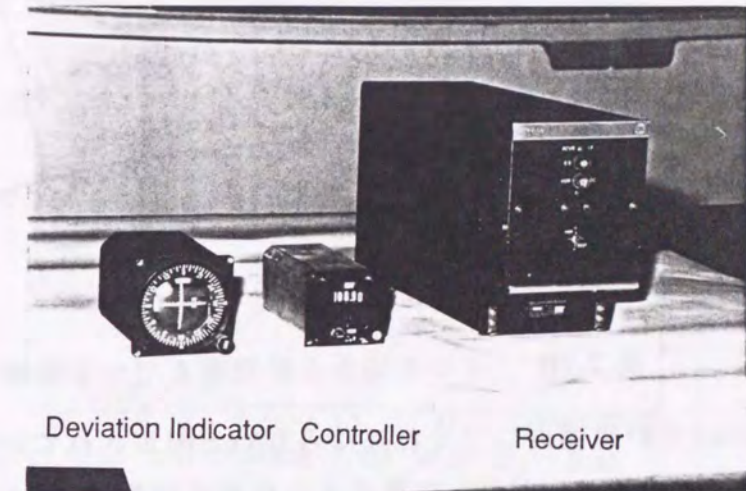


図 2.19 VOR 受信装置外観

コース偏移情報としてコース指示器に出力される。また指示器は、空港への着陸進入時には、ILS<sup>(1)</sup>(計器着陸装置)からの情報の指示器として利用できる構造となっている。

受信機にはこの基本機能の他に、受信レベルが著しく低下したり、変調状況が正常でなくなったときなど、コース指示が信頼できないことを警告する警報標識 (フラグアラーム) 信号を発生させる回路や、方位が局から受信航空機を見た情報か、航空機から局を見たものかを指示する FROM-TO 切換え回路などが含まれている。

## 2.5 仕様と運用基準

VOR の仕様や運用基準は国際的に取り決められており、その内容は、周波数、変調度、信号形式など多岐にわたっている<sup>(41)</sup>。これらのうち、これまでに述べられておらず、かつ本研究に特に関連が深いと考えられる項目について、簡単に紹介する。

まず、受信点での電界強度については、使用が予定される最遠方位において  $90 \mu V/m$  または  $-107 dBW/m^2$  以上と規定されている。

30Hz または 9960Hz 信号による搬送波の変調度は、 $5^\circ$  までの任意の仰角に



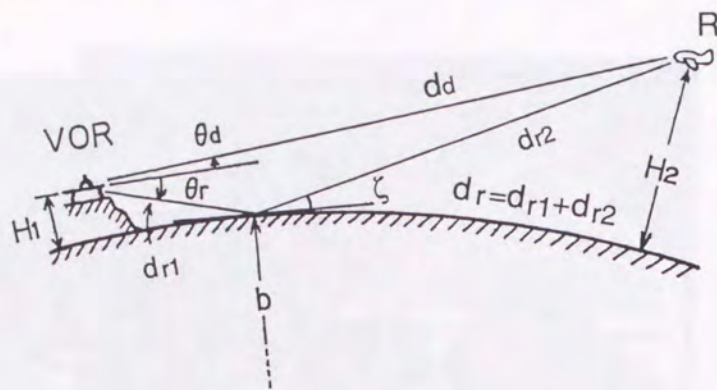


図 2.20 VOR局から航空機までの伝搬路

において  $30 \pm 2\%$  の範囲内になければならないと規定されている。

D VOR において、9960Hz 副搬送波の振幅変調度は、局から少なくとも 300 m 離れた点で測って 40% を超えてはならない。

方位情報の精度にはいくつかの規定がある。まず、地上試験で得られる装置本体の誤差は  $0 \sim 40^\circ$  までのすべての仰角で  $\pm 2^\circ$  以内とされている。

さらに、受信機誤差も含めた総合的な誤差の規定もあり<sup>(42)</sup>、VOR の運用に先立ち行われる飛行試験などの基準として使われている。それによると、方位情報の平均コースからのずれは、 $\pm 3.5^\circ$  以内で、かつ正しい磁方位からも  $\pm 3.5^\circ$  以内と規定されている。例えば、航空機の平均飛行方位が正しい磁方位から  $+1.5^\circ$  ずれているとする。このとき許される方位変動は、磁方位を基準として  $-2^\circ (=1.5 - 3.5) \sim +3.5^\circ$  となる。

また、一般の航空機では追従できない周辺反射物などによる周期の短い誤差(スキヤロピング)は平均コースから  $\pm 3^\circ$  以内でなければならない。したがって、通常の飛行状態で方位誤差は  $\pm 3.5^\circ$ 、それにスキヤロピングが加わった場合瞬間的には  $\pm 6.5^\circ (=3.5+3)$  まで許容される。

## 2.6 海面反射波の影響評価

図 2.20 に VOR 局から受信航空機までの伝搬路を示す。カウンタポイズの海拔高さを  $H_1$  (m)、航空機の幾何学的高度を  $H_2$  (ft: フィート)、地球等価半径  $b$  を 8500km とし、他のパラメータは図に示す。航空機が一定高度

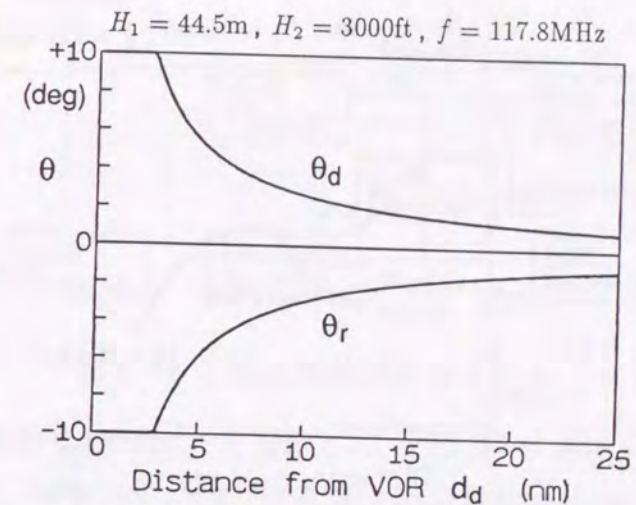


図 2.21 受信点までの距離と仰角  $\theta$

で局に向かって飛行するとき受信される VOR 信号を考える。

まず、局から  $d_d$  (nm: 海里) 離れた R 点での受信レベル  $E_C^T$  は、アンテナの放射特性が式 (2.18) で与えられるとすると次式で表せる。

$$E_C^T = E_C(d_d, \theta_d) + \{-SpE_C(d_r, \theta_r)\} \quad (2.22)$$

ここで、第 1 項は直接波、第 2 項は海面反射波で、そのマイナス符号は信号が水平偏波であることを示す。また、 $Sp$  は海面での拡散係数<sup>(28)</sup> で、次式で表せる。

$$Sp \simeq \left\{1 + \frac{2d_{r1}d_{r2}}{b(d_{r1} + d_{r2}) \sin \zeta}\right\}^{-1/2} \left\{1 + \frac{2d_{r1}d_{r2}}{b(d_{r1} + d_{r2})}\right\}^{-1/2} \quad (2.23)$$

図 2.21 は、距離  $d_d$  に対する  $\theta_d$  と  $\theta_r$  の計算例とそのパラメータである。これらは、R 点が局近くの場合以外はいずれも小さく、局から離れるにしたがって  $0^\circ$  に近づく。この傾向は  $H_1$ ,  $H_2$  などのパラメータを変えても変わらない。このため、海面反射波の影響低減を考えるとき、アンテナ特性は水平方向 ( $0^\circ$ ) 付近が重要で、海面への入射成分は小さく、有効通達距離を維持するため、直接波成分は大きい特性となる必要がある。

図 2.22 に式 (2.22) の計算例とパラメータを示す。受信レベルは、航空機の移動に伴い変動し、直接波と海面反射波が逆相となる点付近で大きく



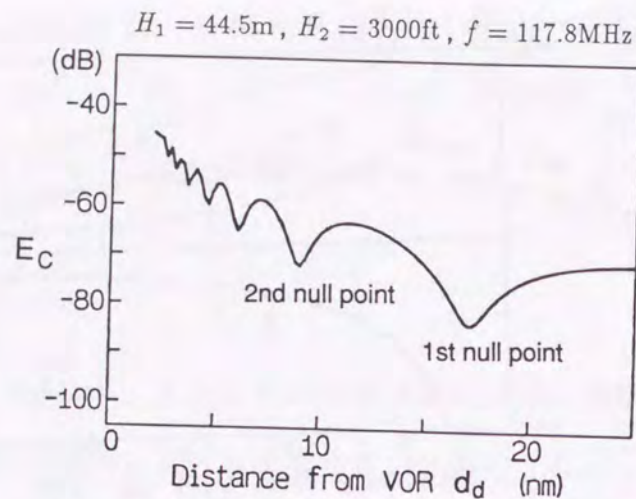


図 2.22 海面反射の影響の計算例(海面反射波干渉曲線)

低下する。以下、この曲線を海面反射波干渉曲線と呼び、干渉によりレベルが大きく低下する点をナル点と呼ぶ。ナル点の位置は、カウンタボイズの海拔高さ、飛行高度に関係し、これらが高くなると遠方へ移動する。一方、ナル点でのレベルは、直接波と海面反射波のレベル差に関係する。このレベル差は、局から最遠方のナル点(以下第1ナル点(1st null point)と呼ぶ)で最小となるため、受信レベルは最低となる。以上から、式(2.22)により海面反射波干渉曲線が得られ、海面反射の影響が評価できる。

なお、ここでは海面が穏やかで、反射波は海面で鏡面反射する場合のみを考えた。これは、本研究で取り扱う範囲では、海面への入射角( $\zeta$ )が $0^\circ$ に近く、VORの波長は約2.6mのため、波の高さが相当高くても( $\zeta = 3^\circ$ で波高約50m以下)海面は鏡面反射面とみなせるためである。また、本章では周辺地形がアンテナ特性に与える影響は無視した。

## 2.7 飛行実験装置と精度

飛行実験は、海岸近くに設置されたVOR局について、局を中心に一定高度で放射状または、周回飛行して、受信レベル、方位偏差などを測定する。実験用航空機として当研究所のビーチクラフトB-99を用い、飛行コースの設定にはVOR、NDBなど、距離測定にはDME、飛行高度

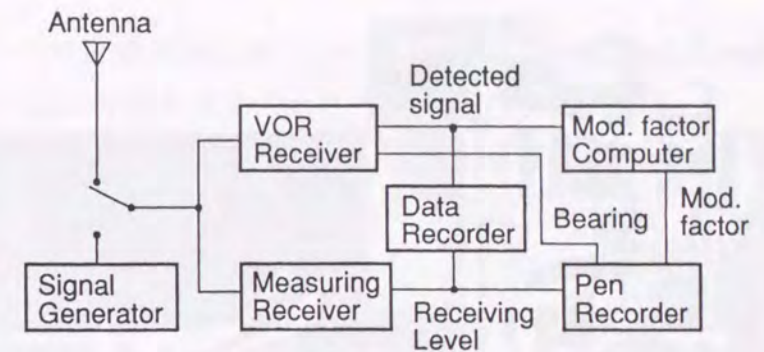


図 2.23 飛行実験測定システム

の設定には航空用気圧高度計を使用した。図2.23に測定システムの構成を示す。これは、VOR受信機、電界強度測定器(Measuring Receiver)、搬送波と側波帯の振幅比(Mod. factor)計算装置そして記録器などからなる。また、信号発生器(Signal Generator)は受信レベル、方位偏差の校正に使用する。図2.24は、実験用航空機とその機内での測定風景である。

実験精度を調べるため、東京都三宅島北部に設置されている三宅島DSB DVOR局について、方位 $30^\circ$ 、飛行高度5500ftで受信レベル、方位偏差を測定日を変えて3回測定した。図2.25に測定結果と計算結果およびパラメータを示す。実測結果では、ナル点の位置が約2nmの範囲でばらつき、第1ナル点付近では方位変動が発生している。この原因として、飛行高度、干満潮、そして送受信点間の距離の影響を考える。

まず、飛行高度設定に用いる高度計の指示は真の高度(幾何学的高度)とは異なる。一定の飛行高度に対し、真の高度は季節、大気の状態で変化し、一般に夏は4~6%程度高く、冬は1~4%程度低くなることが報告されている<sup>(43)</sup>。測定結果(1)、(2)は夏季のデータであり、このとき真の高度は飛行高度より5%高いとして計算すると、第1ナル点の位置は約1.5nm遠方に移動し(1)、(2)とよく一致する。一方、測定結果(3)は冬のデータで、このとき真の高度は2%低いとすると、計算結果と実測結果とはよく一致する。

次に、干満潮による海面の高さ変化は実験地付近で約1mである<sup>(44)</sup>。これは、飛行高度とアンテナ高さが共に約1m変化したことを意味し、こ





図 2.24 実験用航空機と測定風景

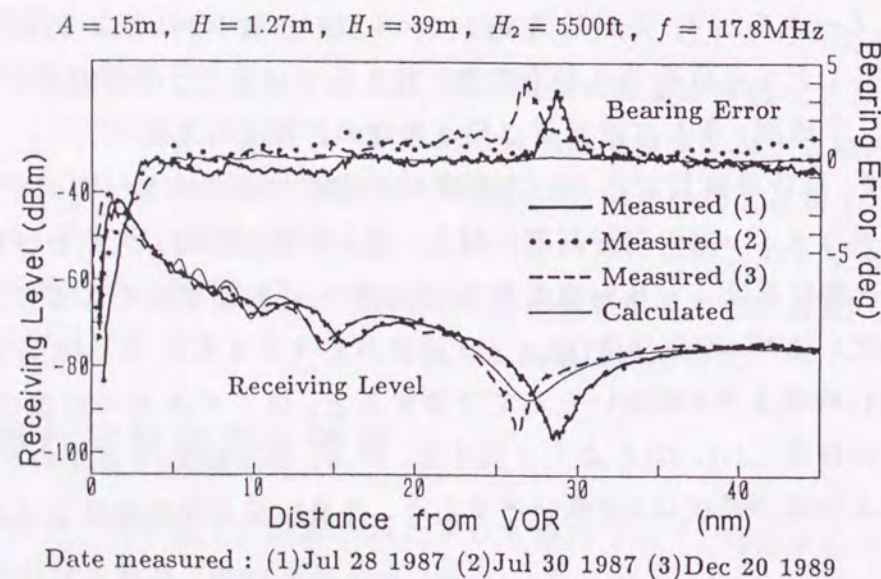


図 2.25 飛行実験結果

れによるナル点の位置変化は約0.2nmとなる。また、距離測定に用いたDMEの誤差は0.2nm程度と考えられる<sup>(45)</sup>。

以上から、ナル点位置のばらつきは、設定された飛行高度に対する幾何学的高度の季節変化が主な原因と考えられる。このため、実測結果と計算結果でナル点位置が大きく異なる場合、以下ではこれを一致させるように幾何学的高度を修正し、その旨を計算結果に注記した。また、この高度修正を行った後での第1ナル点での受信レベル、方位偏差のばらつきはそれぞれ1.5dBと0.5°程度で、これが飛行実験の精度と考えられる。なお、第1ナル点でのレベルが計算結果と大きく異なる原因、および方位変動の発生機構については、第7章で考察する。

## 2.8 まとめ

CVORとDVORの信号発生機構、地上装置の動作、アンテナでの方位情報発生法などVORの概要を紹介した。また、UTDを用いたアンテナの放射特性解析法や、受信装置での方位情報の復調方法、VORの運用基準そしてVOR信号に対する海面反射の影響評価法などについて述べた。さらに、電波無響室や実験用航空機など、この研究で用いた実験装置の概要について簡単に紹介した。

VORの基準位相信号と可変位相信号の発生方法は、CVORとDVORでは互いに逆で、CVORの基準位相信号は、周波数変調された9960Hz副搬送波成分に含まれ、可変位相信号は、30Hz振幅変調成分に含まれているのに対し、DVORでは、基準位相信号は30Hz振幅変調成分に、可変位相成分は9960Hz副搬送波成分に含まれている。

この方位情報発生法の違いにより、これらの方式では設置条件などに大きな違いがある。DVORでは方位情報が周波数変調されており、周辺構造物などによる反射波の影響をCVORに比べて受けにくい。そのため、設置条件が一般に厳しい我が国では大部分がこの方式となっている。このため、本研究ではレベル変動の低減用新型アンテナに関する研究を除いて、主にDVORを中心に検討を進める。



## 第3章 環状平板型VORアンテナ

### 3.1 はじめに

海面反射によるVOR信号レベルの変動は、アンテナから受信航空機への直接波と海面反射波との干渉により引き起こされる。このため、レベル変動を低減するには、アンテナの垂直面放射特性が直接波成分に対して海面反射波成分が小さいシャープカットオフ特性となる必要がある。そこで、アンテナをアレイ化したスタックアンテナや<sup>(26),(46)</sup>、無給電ループアンテナの追加などが提案されている<sup>(25)</sup>。しかし、これらのアンテナは、構造が複雑で大型化するため実用性に問題がある。また、アンテナ放射特性の変化に伴い、有効通達距離が低下しないことも必要とされている。しかし、これまで提案されたアンテナの多くは、主に周辺反射物などによる方位情報の変動低減を目的としたものが多く、この点はあまり考慮されていない。

そこで、これらの要件を満たすCVO R用のアンテナとして環状平板型アンテナを考案した<sup>(47),(48)</sup>。本章では、主にこのアンテナの動作原理、放射特性の解析、および方位特性に関する実験的検討を行っている。また、このアンテナに対する海面反射波の影響について、定量的な評価法を検討している。

まず、3.2において、環状平板型アンテナの動作原理、構成などを示すと共に、UTDを用いたアンテナ放射特性の計算法を求める。3.3では、この計算法の精度を評価するために、縮尺模型アンテナによる実測結果と計算結果とを比較検討する。3.4では、海面反射波の影響の定量的な評価法と、受信レベルの簡易な予測法について論じる。3.5では、このアンテナ

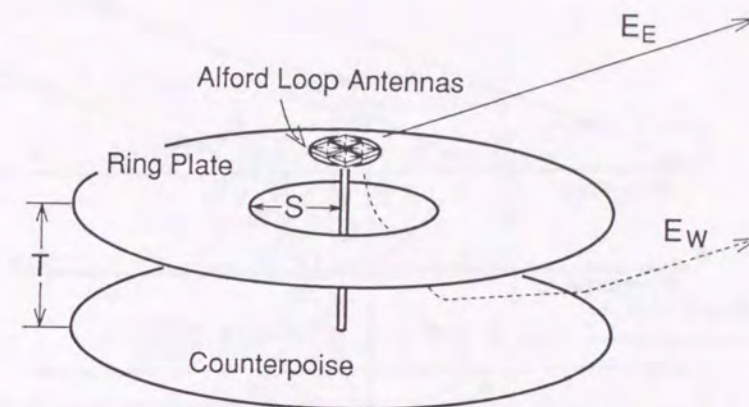


図3.1 環状平板型アンテナの概念図

ナの方位誤差や垂直偏波誤差特性などについて、飛行実験結果やCVO Rでの誤差との比較結果などをもとに明らかにする。

### 3.2 環状平板型アンテナの構成と垂直面放射特性

#### 3.2.1 環状平板型アンテナの構成

図3.1は環状平板型アンテナの概念図である。これは、アルフォードループアンテナ対とカウンタポイズの間にドーナツ状の導電性平板（環状平板、Ring Plate）を加えた簡単な構造である。この環状平板とカウンタポイズの間隔を適当に設定すると、両者の間は平行平板導波管となる。アンテナ対から遠方受信点へと向かう電波は、環状平板間を通過する成分 $E_W$ と、その他の成分 $E_E$ とに大別される。 $E_W$ の位相は、カウンタポイズと環状平板間の間隔 $T$ を変えると変化し、大きさは、導波管の入射開口の半径 $S$ を変えると変化する。

このため、 $T$ 、 $S$ を適当に調整すると、水平方向付近でシャープカットオフ特性を持つアンテナが得られると期待できる。このアンテナは水平面内で対称形のため、固有方位誤差は発生しにくいと考えられる。また、垂直面放射特性の解析は2次元的に行うことができる。

導波管を通過する成分 $E_W$ は、カウンタポイズと環状平板の間を曲り導波管と考え、等価4端子網に置き換え計算できる<sup>(49)</sup>。この方法を用いる











$$\times D_S(r_3, \psi_W, \pi - \psi_3)\}(1 + e^{jk2T \sin \psi_W}) \quad (3.9)$$

$$E_{WD4} = -\{E_A(r_2, \psi_2)D_S(r_2, \pi - \psi_W, \pi + \psi_2) - E_A(r_3, \psi_3) \\ \times D_S(r_3, \pi - \psi_W, \pi - \psi_3)\}e^{-jk2S \cos \psi_W}U(\psi_4 - \psi_W) \\ \times (1 + e^{jk2T \sin \psi_W}) \quad (3.10)$$

次にエッジ3での2重回折波  $E_{WDD3}$  は次式で表せる.

$$E_{WDD3} \simeq \{-E_D(2S, r_2, \pi, \pi - \psi_2) + E_D(2S, r_3, \pi, \pi + \psi_3)\} \\ \times D_S(2S, \psi_W, \pi) + \{E_D(r_4, r_2, \pi + \psi_4, \pi - \psi_2) \\ - E_D(r_4, r_3, \pi + \psi_4, \pi + \psi_3)\}D_S(r_4, \psi_W, \pi - \psi_4) \\ - \{E_D(2T, r_2, 3\pi/2, \pi - \psi_2) - E_D(2T, r_3, 3\pi/2, \pi + \psi_3)\} \\ \times D_S(2T, \psi_W, \pi/2) \quad (3.11)$$

エッジ4での2重回折波  $E_{WDD4}$  も同じ手順で求めることができる. なお, 3重以上の多重回折波は小さいので省略する.

以上から, 導波管口(1-7)方向への入射波  $E_{WE1}$  はこれらの項の合成となり, 次式で与えられる.

$$E_{WE1} = E_{WG} + E_{WD3} + E_{WD4} + E_{WDD3} + E_{WDD4} \quad (3.12)$$

#### (ii) 管内での移相量

管内での移相量は, 導波管の開口部(3-4)から(1-7)までの平面波の伝搬距離から求まる. これは, 図3.3のように波源とその影像, 環状平板とカウンタボイズの影像7', 1' を考えて得られる直線  $L_{W1}$ ,  $L_{W7}$  となり, 次式で与えられる.

$$L_{W1} = (A - S) \cos \psi_W + (n_r + 1)T \sin \psi_W = L_{W7} + \lambda/2 \quad (3.13)$$

ここで  $n_r$  は,  $n_r T > (A - S/2) \tan \psi_W$  の条件を満たす最小の整数で, エッジ1に入射する平面波の管内反射回数である.

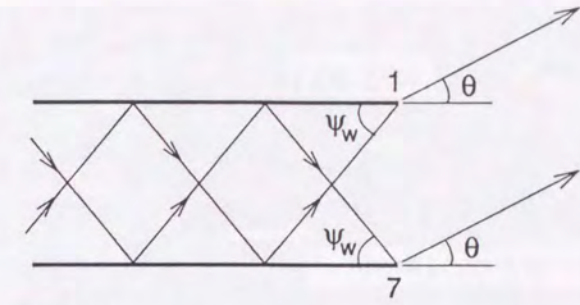


図3.4 導波管開口からの放射

また, 管内伝搬中の減衰はきわめて小さいため, エッジ1, 7に入射する平面波は同振幅, 同位相となる. そこで, これらエッジへの入射波  $E_{W0}$  は, 入射波  $E_{WE1}$  と管内での伝搬距離から計算でき, 次式で与えられる.

$$E_{W0} = E_{WE1} \exp(-jkL_{W7})(-1)^{n_r-1} \quad (3.14)$$

なお, この式の  $(-1)^{n_r-1}$  は,  $E_{W0}$  の符号をカウンタボイズと環状平板での鏡面反射回数により変えるための項である.

#### (iii) 導波管開口からの放射特性

図3.4に導波管開口(1-7)からの放射状況を示す. エッジ1, 7へ入射する平面波( $E_{W0}$ )による回折波をそれぞれ  $E_{WD1}$ ,  $E_{WD7}$  とすると, これらは次式で与えられる.

$$E_{WD1} = E_{W0} \frac{e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k}} \left[ \frac{1}{\cos\{(\pi + \theta - \psi_W)/2\}} - \frac{1}{\cos\{(\pi + \theta - \psi_W)/2\}} \right] \\ \times \frac{e^{jkA \cos \theta}}{\sqrt{d}} \quad (3.15)$$

$$E_{WD7} = E_{W0} \frac{e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k}} \left[ \frac{1}{\cos\{(\pi - \theta - \psi_W)/2\}} - \frac{1}{\cos\{(\pi - \theta + \psi_W)/2\}} \right] \\ \times \frac{e^{jk(A \cos \theta - T \sin \theta)}}{\sqrt{d}} \quad (3.16)$$

この場合, 入射波は平面波であり, 受信点も遠方にあるため, 大括弧内の回折関数は1としている.

次に, エッジ1での回折波がエッジ7に入射して生じる2重回折波  $E_{WDD7}$



は次式で与えられる.

$$E_{WDD7} \simeq E_{W0} D_s(T, \pi/2, \psi_W) D_s(T, \pi - \theta, \pi/2) \frac{e^{jk(A \cos \theta - T \sin \theta)}}{\sqrt{d}} \quad (3.17)$$

エッジ 1 での 2 重回折波  $E_{WDD1}$  も同様に計算できる.

以上から, 導波管開口からの放射成分  $E_{W1}$  は次式で与えられる.

$$E_{W1}(\theta) = E_{WD1} + E_{WD7} + E_{WDD1} + E_{WDD7} \quad (3.18)$$

開口 2 - 8 からの放射波  $E_{W2}(\theta)$  も同様に計算できる.

なお, この計算で  $\theta = \pm 90^\circ$  付近に生じるレベルの不連続を減らすため, エッジ 1, 7 での Slope 回折成分<sup>(51)</sup>を含めた計算が文献(52)に与えられている. しかし, 水平方向付近ではこの成分の影響は小さいため, ここでは省略する.

### 3.2.4 総合放射特性

環状平板型アンテナの総合放射特性は, 波源, 環状平板, カウンタポイズなどによる幾何光学成分と, 導波管からの放射成分の合成となり次式で表せる.

$$E_S(\theta) = E_E(\theta) + E_{W1}(\theta) + E_{W2}(\theta) \quad (3.19)$$

## 3.3 縮尺模型実験と飛行実験結果

### 3.3.1 縮尺模型環状平板型アンテナの放射特性

実験は, 実寸の約 1/10 の環状平板型アンテナ用い, 当所電波無響室において, 周波数 1120MHz で行った. 図 3.5 に, 実験に用いた環状平板型アンテナを示す.

図 3.6 にパラメータを変えたときのアンテナ放射特性の測定結果と計算結果を示す. 図 2.16 のカウンタポイズアンテナと比較すると, 水平方向 ( $0^\circ$ ) 付近でレベルが大きく落ち込み, その位置やレベルはパラメー

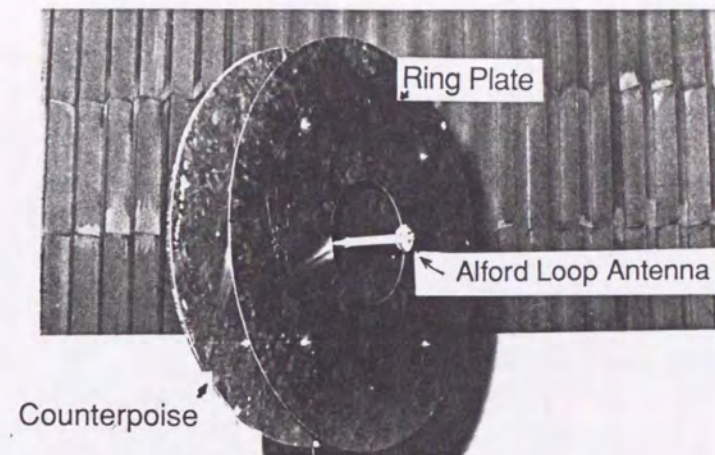


図 3.5 縮尺模型環状平板型アンテナ

タにより変化している. 放射角の変化に対するレベル変化を電界傾度と名付けると, このアンテナでは水平方向での電界傾度が大きくなる. 計算結果と実測結果は比較的よく一致しており, 前節の計算法は, このアンテナの放射特性を精度良く表現でき, アンテナ設計に利用できることがわかる.

図 3.7 にレベル落ち込み点 (Level Descent Point) の位置と, パラメータ  $T$ ,  $H$ ,  $S$  の関係を示す. 環状平板の高さ  $T$  を低く, 開口  $2S$  を小さく, アンテナ高さ  $H$  を低くするに伴いレベル落ち込み点の位置は高くなる. また, パラメータの変化でレベル落ち込みの深さが変化する. このため, これらパラメータの適当な設定により, 海面反射波の低減に最適なアンテナが構成できると期待できる.

### 3.3.2 海面反射波の影響予測

図 3.6 の特性をもつ環状平板型アンテナを海岸付近に設置したとき予想される海面反射波の影響を, 2.6 節の方法で計算した結果と, そのパラメータを図 3.8 に示す. 図には, C V O R アンテナ (カウンタポイズアンテナ) による海面反射波干渉特性も加えている. カウンタポイズアンテナと比較して, アンテナ① ~ ④ のレベル変動は小さい. なお, アンテナ①



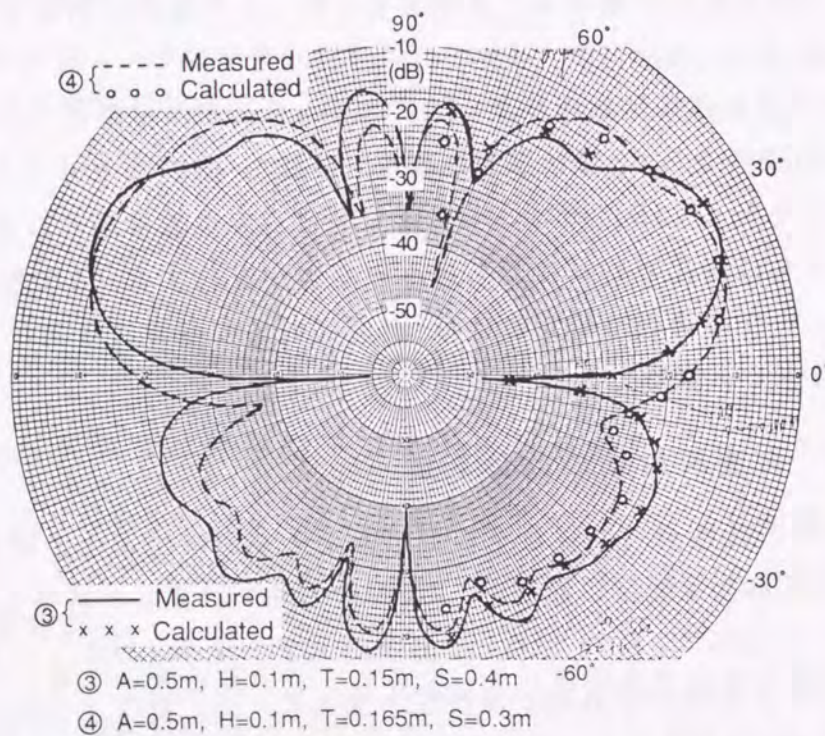
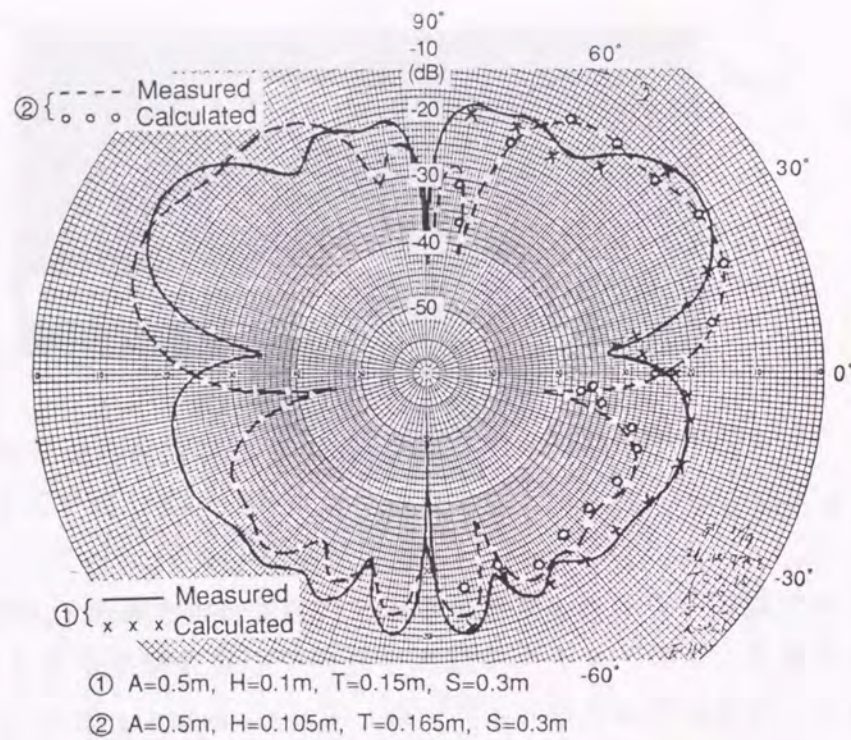


図 3.6 縮尺模型環状平板型アンテナの垂直面放射特性

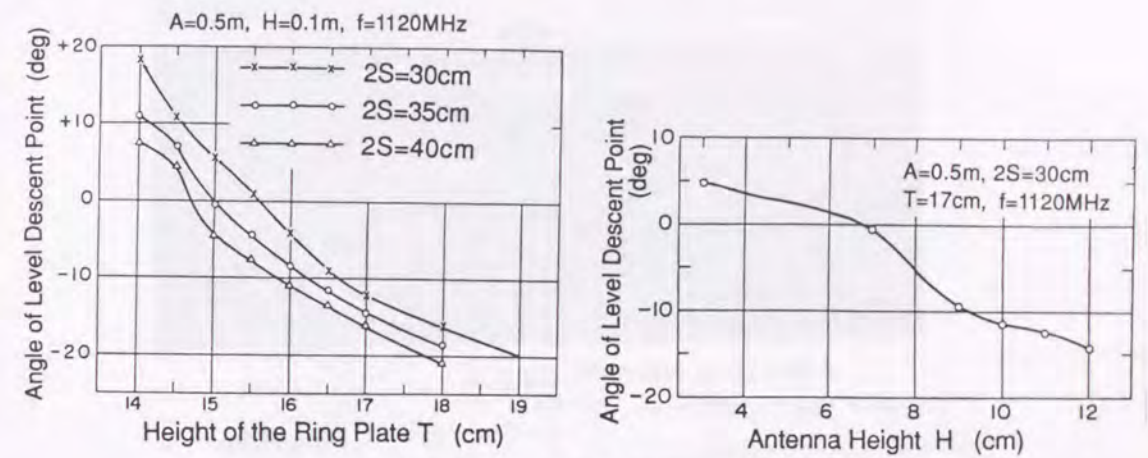


図 3.7 レベル落ち込み点の位置とパラメータの関係

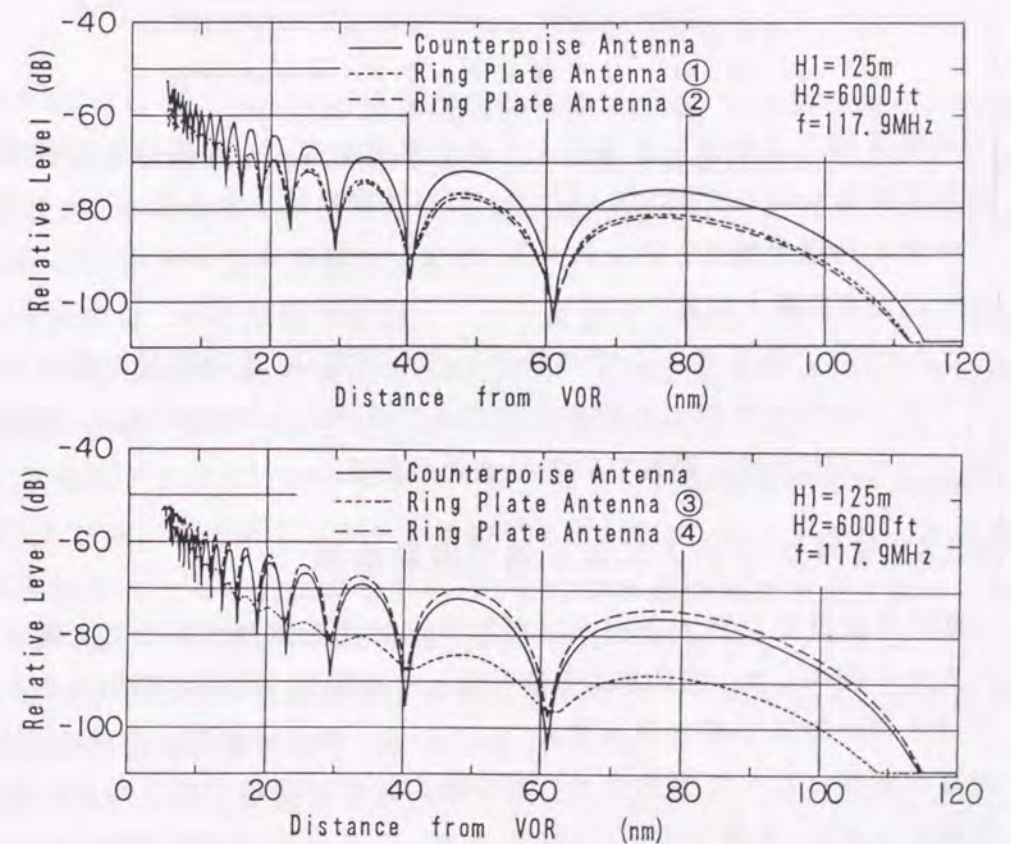


図 3.8 海面反射波干渉曲線 (計算例)



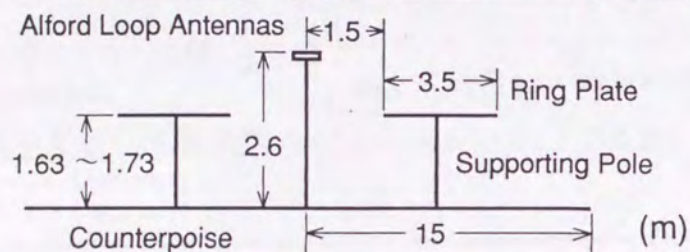
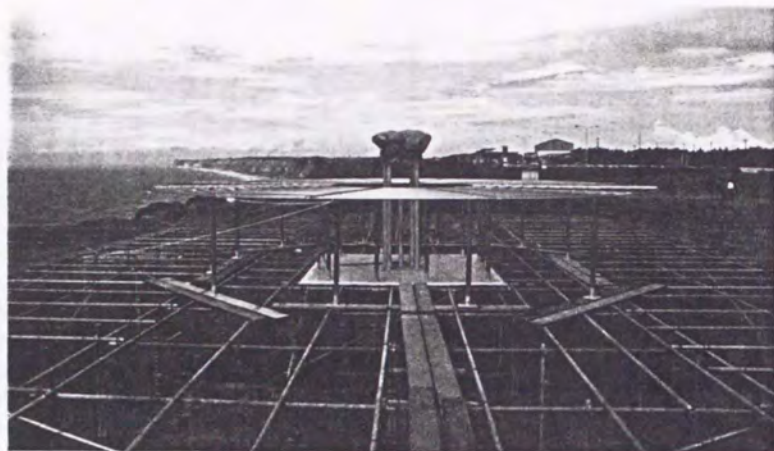


図 3.9 実寸環状平板型アンテナの形状

では直接波より海面反射波のレベルが大きいが、この場合も直接波と海面反射波のレベル差が大きいため、レベル変動は小さくなる。一方、各アンテナの通達距離は、アンテナ③、カウンタボイズアンテナ、アンテナ①、②そして④の順となる。

したがって、第1ナル点での受信レベルが高く、通達距離が低下しないアンテナが海面反射の影響を受けにくいと言え、この例では、環状平板型アンテナ③が最も優れていることがわかる。

### 3.3.3 実寸アンテナによる飛行実験結果

環状平板型アンテナの海面反射波干渉特性を実測するため、実寸のアンテナを製作した。図3.9はその形状と寸法図で、機材の関係からカウンタボイズが環状平板より大きくなっている。環状平板は、後述のように、間隔が波長に比べて充分小さい導電性の輪を等間隔で同心円上に配置した構造であり、軽量で風圧に強い。また、この平板は非導電性で高さが可変の支柱で保持されている。

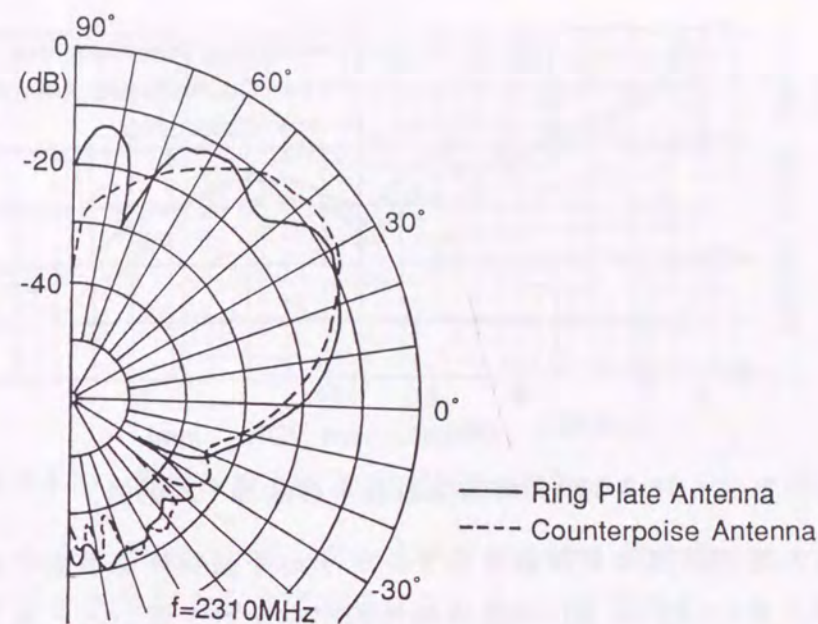


図 3.10 実寸アンテナの垂直面放射特性

図3.10はこのアンテナの垂直面放射特性である。これは、実寸の約20分の1アンテナを用いた実測結果である。環状平板とカウンタボイズの径が同じアンテナと比べ、水平方向付近の電界傾度は小さいが、レベルはカウンタボイズアンテナより大きい。

飛行実験は、実寸環状平板型アンテナを銚子市屏風ヶ浦の海拔約43mのがけの上に設置し、飛行高度3000ftで180°方向の放射状飛行と、方位特性測定のため、局を中心とした半径5nmの周回飛行を行った<sup>(53)</sup>。図3.11に環状平板型アンテナとカウンタボイズアンテナの海面反射波干渉曲線を示す。カウンタボイズアンテナと比較して、このアンテナの受信レベルは全体的に約3~5dB上昇しているが、レベル変動幅はあまり変わらない。これは、このアンテナの水平方向でのレベルはカウンタボイズアンテナより大きい、電界傾度はあまり変わらないためである。実測結果と図3.10による計算結果とはよく一致している。

以上から、この実寸環状平板型アンテナは、3.3.1のカウンタボイズと環状平板の径が同じアンテナと比べ、レベル変動を低下させる効果は少ないが、平均レベルを上昇させる効果は大きい。また、垂直面指向性をも



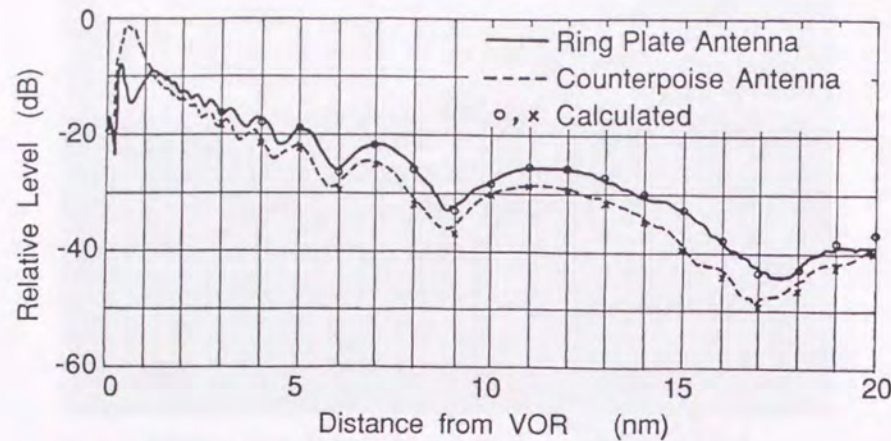


図 3.11 海面反射波干渉曲線（実測例）

とにした予測計算で精度良く各アンテナの干渉特性を予測できることが明らかになったため、図 3.6③の特性のアンテナを用いるとさらに大きな海面反射波の影響低減効果が得られると期待できる。

### 3.4 海面反射波干渉特性の簡易評価法

海面反射波の影響は、2.6節で論じたように、アンテナの海面反射波干渉特性を計算し、ナル点でのレベルと通達距離の変化を調べることでより評価できる。しかし、これはVORの設置高さ、飛行高度等によって変化するため、必要とされるすべてのパラメータに対してこの計算が必要となり、煩雑さは避けられない。

しかし、海面反射の影響でレベルが最低となるのは一般に第1ナル点であるため、この点のレベルに注目すれば海面反射の影響を一定程度評価できると考えられる。そこで、航空機が第1ナル点に達したときの直接波と海面反射波の仰角と、受信レベルの関係を調べ、アンテナ設置高さなどに関わらない簡易な評価法を考える。

まず、第1ナル点における受信電界を $E_{N1}$ とし、これとアンテナ特性との関係を調べる。一般に、アンテナ特性はデシベル(dB)表示されるため、 $E_{N1}$ は次式で表せる。

$$E_{N1} = 10^{E_{d(dB)}/20} - 10^{E_{r(dB)}/20} \quad (3.20)$$

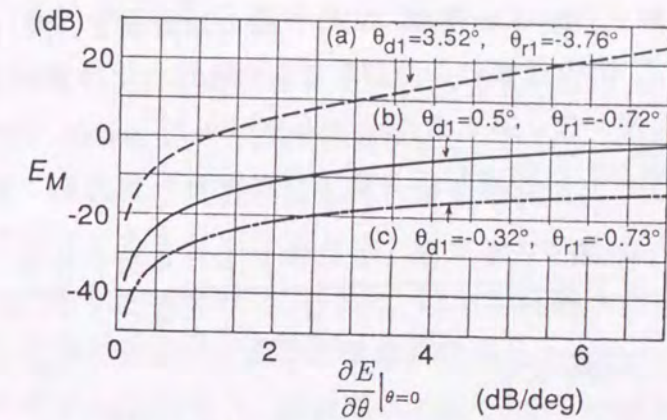


図 3.12 電界傾度と直接波、海面反射波のレベル差の関係

ここで、 $E_{d(dB)}$ 、 $E_{r(dB)}$ は、第1ナル点での直接波と海面反射波の放射レベルをデシベル表示したものである。これらは、放射特性における水平方向のレベル $E_H$ (dB)と電界傾度 $\frac{\partial E}{\partial \theta}|_{\theta=0}$ (dB/deg)を用いると次のように近似できる。

$$E_{d,r(dB)} \simeq E_H + \frac{\partial E}{\partial \theta}|_{\theta=0} \cdot \theta_{d1,r1} \quad (3.21)$$

ここで、 $\theta_{d1}$ 、 $\theta_{r1}$ は第1ナル点における直接波と海面反射波の仰角である。このため、 $E_{N1}$ をデシベル表示した $E_{N1(dB)}$ は次式となる。

$$\begin{aligned} E_{N1(dB)} &= 20 \log(10^{E_{d(dB)}/20} - 10^{E_{r(dB)}/20}) \\ &\simeq E_H + 20 \log(10^{\frac{1}{20} \frac{\partial E}{\partial \theta}|_{\theta=0} \cdot \theta_{d1}} - 10^{\frac{1}{20} \frac{\partial E}{\partial \theta}|_{\theta=0} \cdot \theta_{r1}}) \\ &\equiv E_H + E_M \end{aligned} \quad (3.22)$$

この式から、 $E_{N1(dB)}$ はアンテナ水平方向のレベルと、直接波と海面反射波のレベル差 $E_M$ の和となる。

VOR局の一般的な高さ( $H_1=20 \sim 500$  m)、飛行高度( $H_2=2000 \sim 30000$  ft)の範囲内で、 $\theta_{d1}$ 、 $\theta_{r1}$ はそれぞれ $\theta_{d1}=-0.32^\circ \sim 3.52^\circ$ 、 $\theta_{r1}=-3.76^\circ \sim -0.73^\circ$ 程度変化する<sup>(54)</sup>。図 3.12は、 $\theta_{d1}=-0.32^\circ$ 、 $\theta_{r1}=-0.73^\circ$ ( $h_1=500$  m、 $h_2=2000$  ft)の場合(曲線(a))、 $\theta_{d1}=3.52^\circ$ 、 $\theta_{r1}=-3.76^\circ$ ( $h_1=20$  m、 $h_2=2000$  ft)の場合(曲線(b))そして、 $\theta_{d1}=0.5^\circ$ 、 $\theta_{r1}=-0.72^\circ$ ( $h_1=125$  m、 $h_2=12000$  ft)の場合(曲線(c))における $E_M$ の計算例である。これら3本の曲線は、ほぼ1つの曲線が縦軸方向へ平行移動した形となっている。そこで、電界傾



度の変化に対するレベル差は、V O R 局の設置高さ、飛行高度によってあまり変わらず、図の任意の 1 曲線によって相対的に決定できる。

この方法を用いて、第 1 ナル点でのレベル  $E_{N1(dB)}$  と、カウンタボイズアンテナを基準とした相対レベルを求めた例を表 3. 1 に示す。

表 3. 1 第 1 ナル点における特性比較

アンテナ名	$E_H$ (dB)	$\frac{\partial E}{\partial \theta} _{\theta=0}$ (dB/deg)	受信レベル $E_{N1(dB)}$ (dB)	相対レベル (dB)
カウンタボイズ (図 2.16)	-8.1	0.44	-32.6	0
環状平板 (図 3.6①)	-14.0	0.84	-33.0	-0.4
環状平板 (図 3.6②)	-14.5	1.41	-28.7	+3.9
環状平板 (図 3.6③)	-21.3	5.10	-24.7	+7.9
環状平板 (図 3.6④)	-7.4	0.95	-25.0	+7.6

これは、図 2.16 と図 3.6 の特性曲線から  $E_H$  と  $\frac{\partial E}{\partial \theta}|_{\theta=0}$  を求め、次に図 3.12 の曲線(b)をもとに  $E_M$  を得ることにより算出した。この表より、カウンタボイズアンテナに対する環状平板アンテナの受信レベル改善量が求まり、曲線①を除き約 4 ~ 8 d B の改善が得られることがわかる。この結果は、いずれのアンテナも図 3.8 を用いた評価結果とよく一致した。したがって、アンテナ放射特性と図 3.12 から第 1 ナル点でのレベルが容易に予測できることがわかる。但し、有効通達距離も実用性を決定する重要な要因であるため、これについては特性曲線の水平方向付近のレベルから判断する必要がある。

### 3.5 環状平板型アンテナの方位誤差特性

環状平板型アンテナを当研究所アンテナ試験塔と銚子市屏風ヶ浦に設置して方位誤差および垂直偏波誤差を測定し、C V O R アンテナの特性と比較検討する。

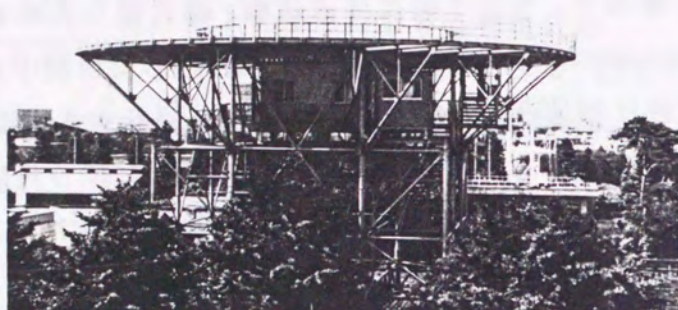
#### 3.5.1 アンテナ試験塔による方位誤差の測定

アンテナ試験塔は、大型のアンテナ特性測定システムである<sup>(55)</sup>。図 3.13 に試験塔の外観と測定システムの概略を示す。アンテナ試験塔は、地上約 19 m の鉄塔上に金属製で直径 25 m の円形反射板 (Circular Reflector) が取り付けられた構造で、その下部には送信機、測定機などを備える送信測定室 (Transmission and Measurement Room) があり、円形反射板中心部の被測定アンテナ取り付け部分と、その下部の測定室が回転する構造となっている。遠方受信アンテナからの信号や、試験塔の回転に伴う角度情報は測定室で処理されて、放射特性などが自動的に計算表示される。このシステムでは、電波無響室での実験とは異なり周辺環境の影響は除去できないが、この試験塔は周辺建造物より高く、反射板の効果で下方への放射成分も低減できるため、周辺からの反射は少ない。また、送受信アンテナを固定したまま測定するため、周辺反射物の影響は測定角度にかかわらず一定となり、その影響の分離が容易である。

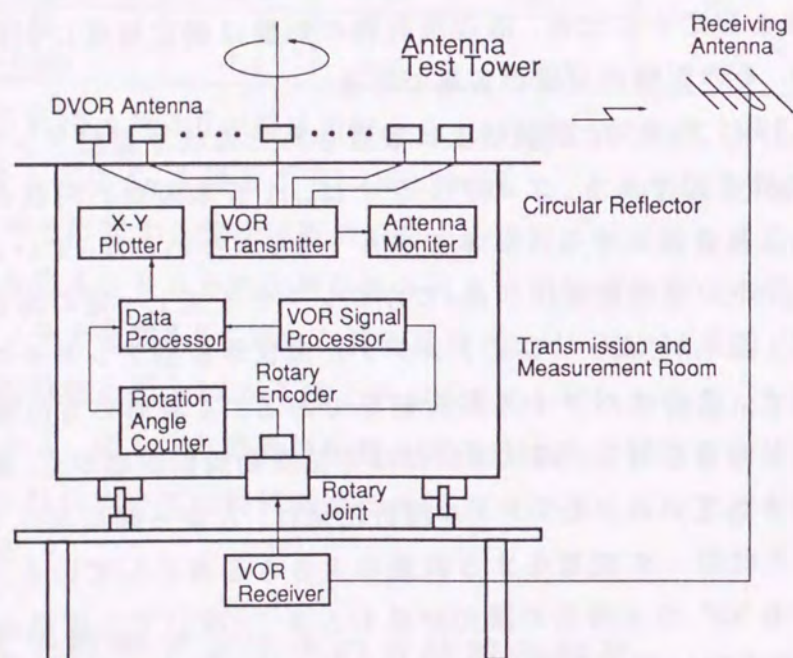
図 3.14 はアンテナ試験塔上に設置された環状平板型アンテナと、環状平板の構造図である。このアンテナは、15 本の同心円状のアルミパイプと、これを固定する 12 本のアルミチャンネルからなっている。環状平板は、12 本の金属製脚柱によってカウンタボイズ上一定の高さに支持されている。図 3.15 は C V O R アンテナと環状平板型アンテナの方位誤差測定結果と、そのスペクトル解析結果である。4 周期の方位変動が生じている C V O R に対し、環状平板型は方位変動周期が短かく、高次の誤差成分が含まれている。スペクトル解析結果は、左から順に 360° で 1 周期、2 周期、3 周期... の変動をする誤差の大きさを表わしている。どちらのアンテナも 360° で 4 周期の誤差が最も大きく、次いで 1 周期の成分が大きい。これらはいずれも第 2 章で述べた C V O R の固有誤差で、それぞれ 8 分円誤差、2 分円誤差と呼ばれる。

環状平板型に特有の誤差として、12 周期を中心とする約 1° の大きさの誤差 (24 分円誤差) が見られる。この誤差は、図 3.14 の 12 本のアルミチャンネルや支持脚柱に互いに 30° づつ異なる方位情報を含む誘導電流が



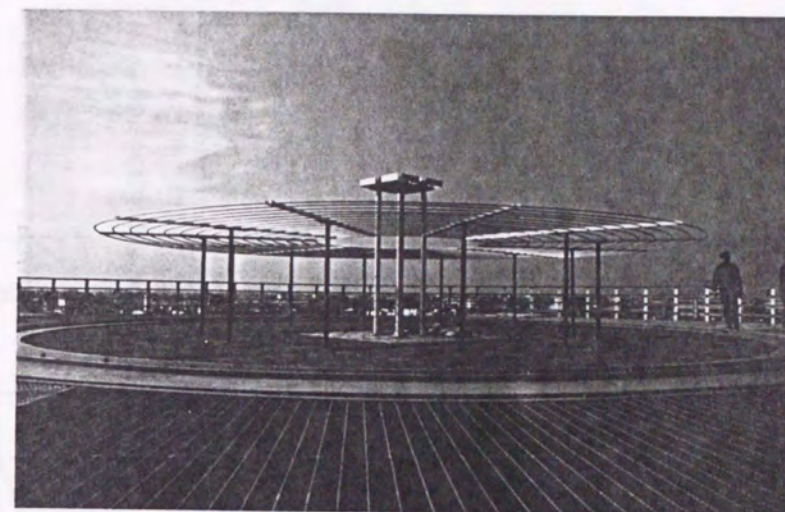


(a) Antenna Test Tower

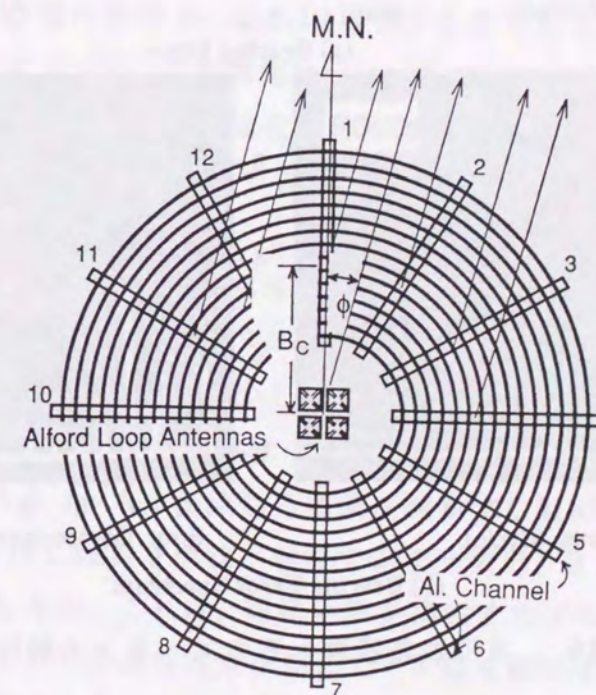


(b) Antenna Test Tower Measurement System

図 3.13 アンテナ試験塔とその測定システム



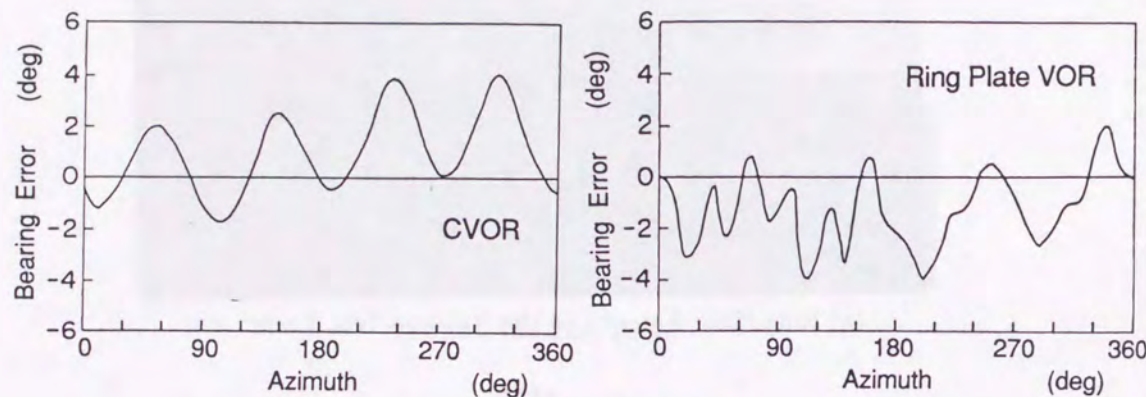
(a) Ring Plate Antenna on the Antenna Test Tower



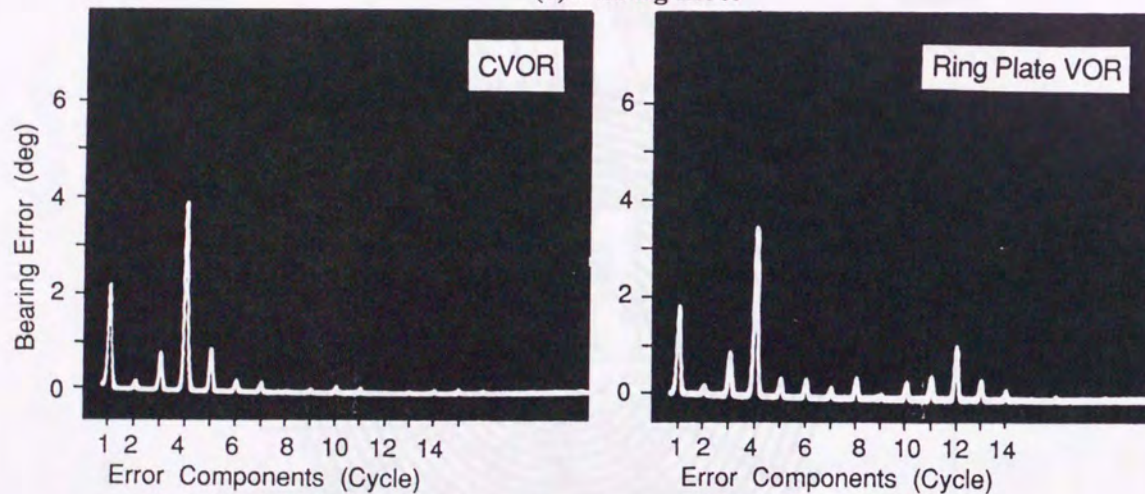
(b) Top View of the Ring Plate

図 3.14 アンテナ試験塔上の環状平板型アンテナと環状平板の構造





(a) Bearing Error



(b) Bearing Error Spectrum

図 3.15 方位誤差特性とそのスペクトル解析結果

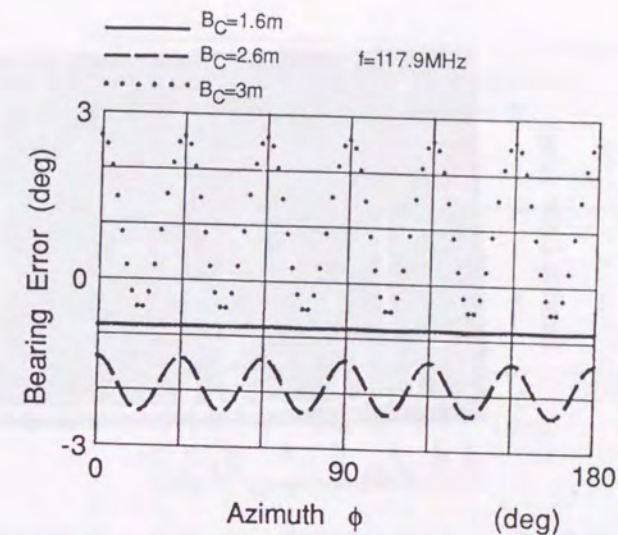


図 3.16 環状平板による方位誤差計算例

流ることにより発生すると考えられる。そこで、この誘導電流の波源とアンテナ中心間の距離  $B_C$  (図 3.14 参照) を変えたときの方位変動の計算例を図 3.16 に示す<sup>(56)</sup>。誤差曲線には、 $360^\circ$  で 1 2 周期の変動が生じ、図 3.15 の結果と一致している。また、 $B_C$  の変化によりこの調波の振幅は変化するため、 $B_C$  を適当に設定できれば、この誤差は除去できると期待できる。

環状平板を支える脚柱を 1 本毎に非導電性の木柱に取り替え、金属脚柱を 6 本にしたときの誤差スペクトルを図 3.17 に示す。図 3.15 のスペクトルと比べ 2 4 分円誤差は減少し、1 2 分円誤差が増加している。これは、アルミチャンネルから支持脚柱へと流れる誘導電流路が 6 本となって、残り 6 本のアルミチャンネルを流れる電流が減少するためと考えられる。

以上から、試作した実寸環状平板型アンテナでは、2 4 分円などの高次の誤差が発生したが、これは、環状平板を構成するアルミチャンネル、金属製の支持脚柱などでの誘導電流が原因で、平板を固定するチャンネルや支持脚柱を非導体化するなど、その構造を工夫することにより除去できると考えられる。



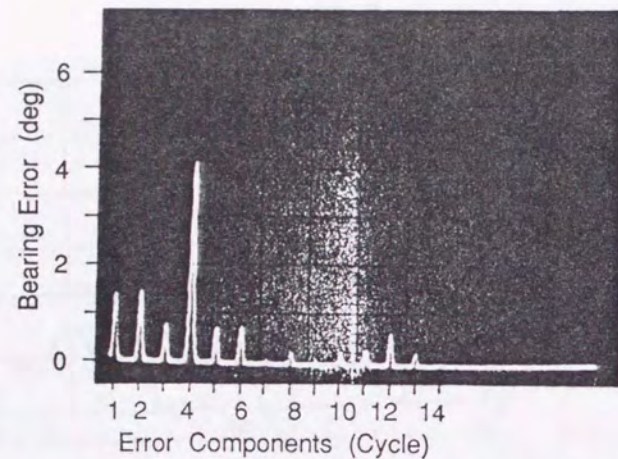


図 3.17 方位誤差特性のスペクトル解析結果  
(導電性脚柱 6 本, 非導電性脚柱 6 本)

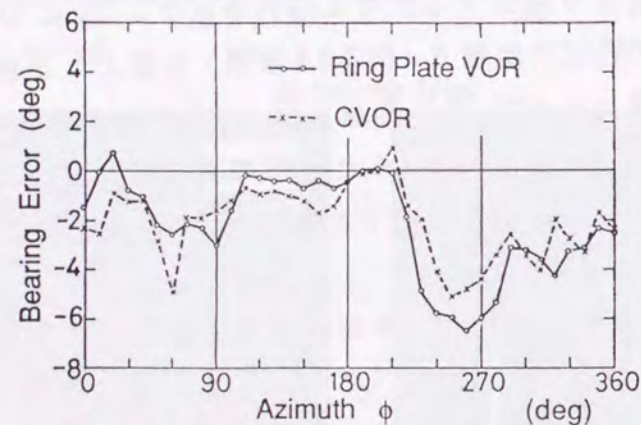


図 3.18 方位誤差特性 (飛行実験結果)

### 3.5.2 飛行実験による方位誤差の測定

実験は、銚子 VOR 実験局について、海面反射波干渉特性の測定と同時に行った。高次の誤差の発生を防ぐため、環状平板の支持脚柱はすべて非導電性とした。図 3.18 に CVOR アンテナと環状平板型アンテナの方位誤差特性を示す。測定は、VOR 実験局のまわりを周回飛行する航空機を局付近からセオドライト (経緯儀) で観測し、その方位と航空機で得られる方位情報とを比較して方位誤差特性を算出した。これらのアンテナの誤差曲線は約  $\pm 2^\circ$  以内の誤差でよく一致している。なお、方位  $230^\circ \sim$

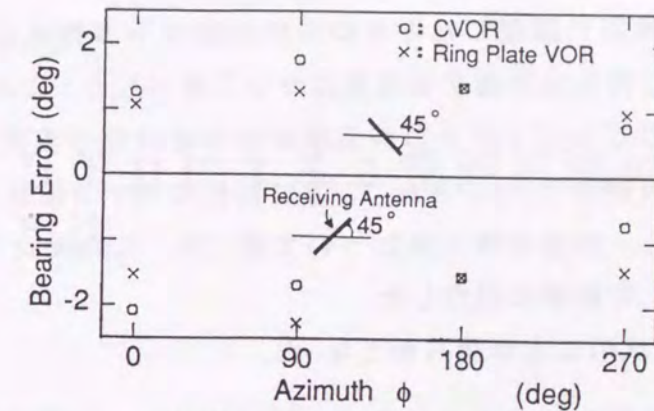


図 3.19 垂直偏波誤差

$280^\circ$  方向で誤差が大きくなるのは実験場近くの大型倉庫の影響と考えられる。

以上から、環状平板型 VOR の方位誤差特性は CVOR のそれとあまり変わらないことがわかる。

### 3.5.3 垂直偏波誤差

垂直偏波誤差は、アルフォードループアンテナ対の支柱などに誘導電流が流れて発生する誤差で、受信航空機が機体をバンク (横傾斜) させたときに大きくなる。そこで、環状平板の追加によるこの誤差の変化をアンテナ試験塔上で測定した。

図 3.19 に CVOR、環状平板型 VOR の垂直偏波誤差特性を示す。測定は、受信アンテナを水平方向に対し、左右に  $45^\circ$  傾けたときの方位指示と、水平方向のそれとの差を 4 方向について求めた。図から、どちらの方式でも受信アンテナを傾けると  $1 \sim 2^\circ$  の偏波誤差が生じるが、環状平板の追加で誤差に顕著な変化は見られないことがわかった。

## 3.6 まとめ

海面反射による信号レベルの低下を防ぐため、CVOR アンテナにドーナツ状の平板を付加した環状平板型アンテナを開発し、その垂直面放射特性を解析し、縮尺模型実験によって解析の妥当性を検討した。この



アンテナを海岸に設置したときの海面反射波干渉特性について予測し、干渉の影響を簡易に評価する方法について検討した。また、地上実験、飛行実験によりこのアンテナの海面反射波干渉特性を実測し、予測計算結果との比較検討を行った。さらに、方位特性に対する環状平板の影響も実験的に検討し、誤差の除去法について論じた。この他にアンテナ試験塔の概要について簡単に紹介した。

その結果、次のことが明らかとなった。

1. 環状平板型アンテナの垂直面放射特性は、環状平板とカウンタポイズ間で構成される導波管を通過する成分と、その他の成分に分解して、UTDにより計算できる。
2. 環状平板の各種パラメータを変えることにより、比較的広範囲にアンテナ特性を変化できる。
3. このアンテナの海面反射波干渉特性は、アンテナ特性をもとに精度良く予測計算でき、このアンテナを導入すると、第1ナル点で約8 dBの受信レベル増加が期待できる。
4. アンテナの放射特性曲線から水平方向の電界レベル、電界傾度を求めれば、局の設置高さ、飛行高度などにかかわらず第1ナル点でのレベルを予測できる。
5. 環状平板の追加によって方位誤差は増加しない。但し、支持脚柱、環状平板などの構造によっては固有誤差が発生することがあるが、これは、アンテナの構造や材質などに注意し、不要な誘導電流が生じないようにすれば除去できる。

環状平板型アンテナは、C V O R アンテナの改良をめざしたものでD V O R アンテナへの応用は困難である。しかし、このアンテナの基本的考え方は、アンテナ特性改良のための一方法として他のアンテナへの応用が期待できる。今後の課題として、海面反射波の影響低減に適したD V O R 用アンテナの開発が上げられる。

## 第4章 U T D による2重回折波の一樣表現法

### 4.1 はじめに

UTDは比較的簡単な式で電磁波の回折現象を精度良く表現できるため、アンテナの放射特性や、電波伝搬特性の解析などに広く用いられている。しかし、アンテナの形状が複雑になったり、伝搬路に障害物が多くなり、1つのエッジでの回折波が他のエッジで再び回折する多重回折波を考える必要が生じたとき、その計算にUTDを機械的に適用すると正しい解が得られない場合があることが指摘されている<sup>(57)</sup>。これは、1つのエッジで回折後他のエッジに入射する電磁波は、普通の波源からの放射波のような光線界<sup>(58)</sup>(Ray Optical Field)とならない場合があり、そのときUTDは適用できないためである。

このため、多重回折波の計算にUTDを用いるとき、従来はアンテナ、エッジ、受信点の幾何学的配置によって2種類の異なった計算法が用いられてきた。しかし、これらの計算法は適用範囲が曖昧で、その境界付近ではいずれの方法でも誤差が大きくなる。実用性を高めるため、アンテナなどの配置にかかわらず単一の式で多重回折波を計算できることが望ましいが、そのような式は見当たらない。

多重回折波の効果が無視できない問題は多い。例えば、前章における環状平板型アンテナの特性解析において、環状平板や導波管の開口部からの放射波には2重以上の回折波が含まれ、受信方向によってはその影響が大きくなる。また、第5章で取り扱う地形の影響の解析では、海面反射の影響解析に重要な水平方向付近で、2重以上の回折波が大きくなる。さら



に、新しい着陸誘導施設として開発中の M L S (Microwave Landing System) では、アンテナから受信点間の建造物などにより、受信点が影の境界に近いことが多く、2重以上の回折波の影響を無視できない<sup>(59)</sup>。多重回折の問題は、他に有効な実用的解析法が少なく、この欠点が解決できれば、U T D の適用範囲が広がり、実用性が向上すると期待できる。

そこで、本章では多重回折波のうち、一般に最も影響の大きい2重回折波を、障害物などの配置にかかわらず比較的簡単な式で精度良く表現する方法を研究する。このため、2重回折波源となる1次回折波を2つの仮想波源からの放射波(光線界)に分解し、それらの大きさを相反定理で求める方法を考え、仮想波源法と名付けた<sup>(60),(61)</sup>。

まず、4.2では、2重回折の最も簡単な例として、波源、半無限完全導体板2枚、受信点が任意に配置されたときの2重回折波について、従来の計算法を示す。また、放射特性が鋭いアンテナからの入射波による回折を取り扱うとき必要なSlope回折波の計算法を紹介する。4.3では、仮想波源を用いた一様表現法の働きとその変数の算出法を、基本的な回折波成分とSlope回折波成分それぞれについて求める。4.4では、仮想波源法を他の解析法と比較検討し、その精度などを評価すると共に、補正係数の設定法を提案する。4.5では、実測結果と比較検討し、その精度を明らかにする。

なお、本章では2次元の回折問題を取り扱い、式の中で時間因子  $e^{j\omega t}$  は省略する。

## 4.2 2重回折問題の従来の解析法

### 4.2.1 基本回折波成分の計算法

図4.1は2枚の平行な半無限完全導体板、線波源  $P$  および受信点  $R_d$  の配置図である。これは多重回折問題の基本的配置であるので、多くの文献で解析されている<sup>(62),(63)</sup>。

この配置では、波源  $P$  からの直接波、導体板での反射波からなる幾何光

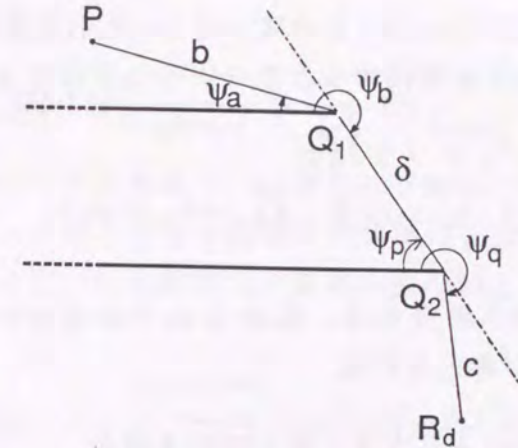


図4.1 線波源、導体板、受信点の配置図

学成分と、エッジ  $Q_1, Q_2$  での1次回折波、1次回折波が他のエッジに入射して生じる2重回折波さらに、この作用をくり返す3重以上の多重回折波が生じる。これらのうち、ここでは2重回折波を中心に考える。その1つとして、 $P \rightarrow Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow R_d$  と伝搬する成分を求める。

振幅1の線波源から、エッジ  $Q_1$  で回折され、エッジ  $Q_2$  へ入射する1次回折波  $U_{s,h}^d(Q_2)$  は次式で表せる。

$$U_{s,h}^d(Q_2) = \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a) \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.1)$$

ここで、下つき文字  $s, h$  は、 $s$  が電界が紙面に垂直なE波、 $h$  が磁界が紙面に垂直なH波の場合に対応し、一般にはE波が水平偏波、H波が垂直偏波に対応する。また、 $L_a$  は次式となる。

$$L_a = \frac{b\delta}{b + \delta}$$

U T D 回折関数  $D_{s,h}$  は次式で表せる<sup>1</sup>。

$$D_{s,h}(L, \alpha, \beta) = -\frac{e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k}} \left\{ \frac{F(2kL \cos^2 \frac{\alpha - \beta}{2})}{\cos \frac{\alpha - \beta}{2}} \mp \frac{F(2kL \cos^2 \frac{\alpha + \beta}{2})}{\cos \frac{\alpha + \beta}{2}} \right\} \quad (4.2)$$

<sup>1</sup>これは、式(2.14)と同じであるが、本章での解析の基礎となるため、再び記した。



関数  $F$  は式 (2.15) に与えられているが、これにはフレネル積分が含まれており、それを漸近展開すると次のように近似できる。

$$\left. \begin{aligned} F(X) &\simeq 1 + j \frac{1}{2X} & (X > 10) \\ F(X) &\simeq (\sqrt{\pi X} - 2X e^{j\pi/4}) e^{j(\pi/4 + X)} & (X \ll 1) \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

エッジ  $Q_1$  への入射角  $\psi_a$  と、 $Q_1$  から  $Q_2$  への放射角  $\psi_b$  との関係により、次の3つの場合が考えられる。

1.  $\psi_b \pm \psi_a$  が  $\pi$  より大きく離れている場合

このとき、エッジ  $Q_2$  は波源  $P$  とエッジ  $Q_1$  を結ぶ線（影の境界）から大きく離れており、式 (4.3) から  $F(X) \simeq 1$  となるため、式 (4.1) は次式のように近似できる。

$$U_{s,h}^d(Q_2) \simeq \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_K \left\{ \frac{1}{\cos((\psi_b - \psi_a)/2)} \mp \frac{1}{\cos((\psi_b + \psi_a)/2)} \right\} \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.4)$$

ここで、

$$D_K = -\frac{e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k}}$$

である。この式は、 $P$  から  $Q_1$  までの位相距離項 ( $e^{-jkb}/\sqrt{b}$ ) と、 $Q_1$  から  $Q_2$  までの位相距離項 ( $e^{-jk\delta}/\sqrt{\delta}$ ) の積の形となっているため、 $Q_2$  への入射波の波源は  $Q_1$  にあるとみなすことができる。したがって、2重回折波  $U_{s,h}^{dd}$  は次式となる。

$$U_{s,h}^{dd}(Q_2) \simeq \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a) \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} D_{s,h}(L_b, \psi_q, \psi_p) \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \quad (4.5)$$

ここで、

$$L_b = \frac{c\delta}{c + \delta}$$

である。この式は Keller が示した 2 重回折波の概念で<sup>(39)</sup>、第 3 章における 2 重回折波の計算に利用されている。

2.  $\psi_b - \psi_a = \pi$  の場合

このとき、エッジ  $Q_2$  はエッジ  $Q_1$  による影の境界上にあり、式 (4.1) は

次式のように近似できる。

$$U_{s,h}^d(Q_2) \simeq \frac{1}{2} \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} \mp \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_K \frac{1}{\sin \psi_b} \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.6)$$

そこで、エッジ  $Q_2$  への入射波は、 $Q_2$  から  $b+\delta$  離れ、角度が  $\psi_p$  の点 ( $P$  点) と、 $Q_1$  点とを波源とする 2 種類の円筒波の合成となる。したがって、2 重回折波は 2 つの入射波による回折波の和となり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} U_{s,h}^{dd}(Q_2) &\simeq \frac{1}{2} \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} D_{s,h}(L_c, \psi_q, \psi_p) \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \\ &\mp \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} \frac{D_K}{\sin \psi_b} \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} D_{s,h}(L_b, \psi_q, \psi_p) \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

ここで、

$$L_c = \frac{c(b+\delta)}{c+\delta+b}$$

である。この式は、Tiberio らの文献に示されている<sup>(62)</sup>。この式の第 2 項は第 1 項より小さいため、第 2 項の波源も  $P$  点にあるとすると次のように簡単になる。

$$U_{s,h}^{dd}(Q_2) \simeq \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a) \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} D_{s,h}(L_c, \psi_q, \psi_p) \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \quad (4.8)$$

この式は、野村、岩重らの文献に与えられている<sup>(64),(65)</sup>。

3. 1, 2. いずれにもあてはまらない場合。

エッジ  $Q_2$  が  $Q_1$  の影の境界からあまり離れておらず、かつ、影の境界上にはない場合がこれに相当する。このとき、2 重回折波の実用的な表現法は見当らない。

#### 4.2.2 Slope 回折波の計算法

UTD を用いた解析において、エッジへの入射レベルが入射角によって変化するとき、即ち、入射波に指向性があるとき、前節で論じた標準的な回折波だけでは正しい解が得られない。これは、UTD 回折関数は入射波が線波源のように放射角度にかかわらず一様な場合にのみ正しい解が



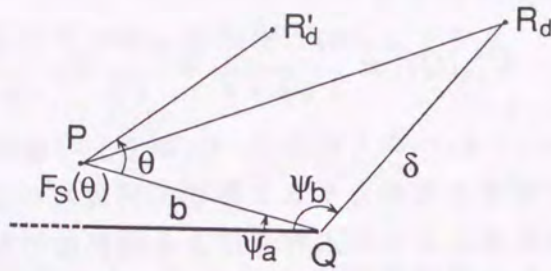


図 4.2 指向性のある波源、ナイフエッジなどの配置

得られるためである。入射レベルが入射角により変化するとき、そのレベル変化の傾き (Slope) に比例する高次の回折波が生じ、Slope 回折波と呼ばれ、この変化が大きいとき Slope 回折波は無視できなくなる。例えば、第 2 エッジが第 1 エッジによる影の境界にあるとき、第 2 エッジに入射する回折波のレベル変化は最大となる。このため、その付近の計算精度を向上させるにはこの Slope 回折波の影響を考慮する必要がある。

図 4.2 に指向性を持つ波源と、ナイフエッジの配置を示す。ここで、2次元の波源 P の指向性を  $F_S(\theta)$  とする。受信点  $R_d$  では、幾何光学成分、エッジ Q での回折成分および Slope 回折成分の合成波が得られる。これらのうち、Slope 回折成分  $U_{s,h}^S(R_d)$  は次式で表せる<sup>(66)</sup>。

$$U_{s,h}^S(R_d) = \frac{1}{jkb} \frac{\partial F_S(\theta)}{\partial \theta} \bigg|_{\theta=0} \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} \frac{\partial D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a)}{\partial \psi_a} \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.9)$$

この式に含まれる回折関数の偏微分は次式となる。

$$\frac{\partial D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a)}{\partial \psi_a} = \frac{kL_a e^{j\pi/4}}{\sqrt{2\pi k}} \left\{ \sin \frac{\psi_b - \psi_a}{2} (1 - F(2kL_a \cos^2 \frac{\psi_b - \psi_a}{2})) \pm \sin \frac{\psi_b + \psi_a}{2} (1 - F(2kL_a \cos^2 \frac{\psi_b + \psi_a}{2})) \right\} \quad (4.10)$$

Slope 回折波は、波源の指向性の微係数  $\partial F_S(\theta)/\partial \theta$  に比例するため、波源が無指向性の場合零となる。なお、今後  $\partial D_{s,h}/\partial \psi_a \equiv D_{s,h}^L$  と書く。

エッジでの回折波による Slope 回折波について考える。図 4.1 において、エッジ  $Q_2$  へ入射する 1 次回折波は式 (4.1) で表されるため、エッジ  $Q_2$  方向

でのこの回折波の微係数は次式で表せる。

$$\frac{\partial U_{s,h}^d(Q_2)}{\partial \psi_b} = \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_{s,h}^{SL}(L_a, \psi_a, \psi_b) \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.11)$$

この微係数の特性を、前節の回折波と同様  $\psi_b \mp \psi_a$  の値により次の 3 つの場合に分けて考える。

1.  $\psi_b \mp \psi_a$  が  $\pi$  より大きく離れている場合

このとき、関数  $F$  は式 (4.3) より次のように近似できる。

$$F(2kL_a \cos^2 \frac{\psi_b \mp \psi_a}{2}) \simeq 1 + j \frac{1}{4kL_a \cos^2((\psi_b \mp \psi_a)/2)} \quad (4.12)$$

そこで式 (4.11) は次式となる。

$$\frac{\partial U_{s,h}^d(Q_2)}{\partial \psi_b} \simeq \frac{e^{-jkb}}{2\sqrt{b}} D_K \left\{ \frac{\sin((\psi_b - \psi_a)/2)}{\cos^2((\psi_b - \psi_a)/2)} \mp \frac{\sin((\psi_b + \psi_a)/2)}{\cos^2((\psi_b + \psi_a)/2)} \right\} \times \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.13)$$

この波源はエッジ  $Q_1$  にあると考えることができたため、受信点  $R_d$  での Slope 回折波  $U_{s,h}^{dS}(R_d)$  は式 (4.9) を用いて次式となる。

$$U_{s,h}^{dS}(R_d) = \frac{-1}{jk\delta} \frac{\partial U_{s,h}^d(Q_2)}{\partial \psi_b} \frac{\partial D_{s,h}(L_a, \psi_q, \psi_p)}{\partial \psi_p} \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \quad (4.14)$$

ここで、第 1 項のマイナス符号は、 $Q_2$  点での入射角 ( $\psi_b$ ) の観測方向が図 4.2 のそれとは逆のためである。

2.  $\psi_b - \psi_a = \pi$  の場合

このとき、式 (4.11) は次のように近似できる。

$$\frac{\partial U_{s,h}^d(Q_2)}{\partial \psi_b} \simeq -\frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} \frac{\sqrt{kL_a} e^{j\pi/4}}{\sqrt{2\pi}} \mp \frac{e^{-jkb}}{2\sqrt{b}} D_K \frac{\cos \psi_b}{\sin^2 \psi_b} \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.15)$$

エッジ  $Q_2$  への入射波は、波源が P 点と、 $Q_1$  点にあるため、Slope 回折波は次式で与えられる。

$$U_{s,h}^{dS}(R_d) \simeq \frac{-1}{jk\delta} \left\{ -\frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} \frac{\sqrt{kL_a} e^{j\pi/4}}{\sqrt{2\pi}} \frac{\partial D_{s,h}(L_c, \psi_q, \psi_p)}{\partial \psi_p} \mp \frac{e^{-jkb}}{2\sqrt{b}} D_K \frac{\cos \psi_b}{\sin^2 \psi_b} \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \frac{\partial D_{s,h}(L_b, \psi_q, \psi_p)}{\partial \psi_p} \right\} \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \quad (4.16)$$



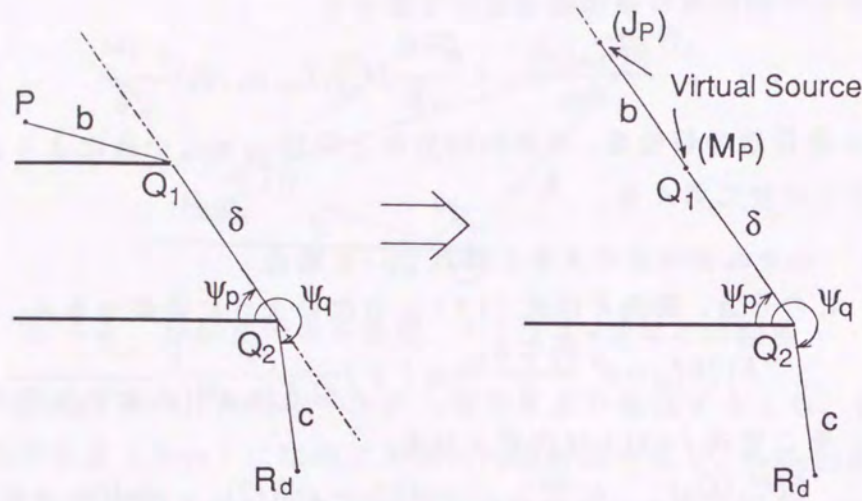


図 4.3 仮想波源

3. 1., 2. いずれにもあてはまらない場合.

エッジ  $Q_2$  が  $Q_1$  の影の境界からあまり離れておらず, かつ, 影の境界上にはない場合で, Slope 回折波の実用的な表現は見当らない.

### 4.3 仮想波源法

#### 4.3.1 基本成分

図 4.3 は, エッジ  $Q_2$  へ入射する 1 次回折波をそれに等しい仮想波源に置き換えた状況を示す. 仮想波源は, それぞれ  $J_P$ ,  $M_P$  の大きさを持ち,  $Q_2$  から距離  $b+\delta$ , 角度  $\psi_p$  の点と,  $Q_1$  点にあると考える. すると,  $Q_2$  への入射波は次式で表せる.

$$\begin{aligned} U_{s,h}^d(Q_2) &= \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a) \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \\ &\equiv J_P \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} + M_P \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b\delta}} \end{aligned} \quad (4.17)$$

そこで, 2 重回折波  $U_{s,h}^{dd}$  は次式となる.

$$U_{s,h}^{dd}(R_d) = J_P \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} D_{s,h}(L_c, \psi_q, \psi_p) \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} + M_P \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b\delta}}$$

$$\times D_{s,h}(L_b, \psi_q, \psi_p) \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \quad (4.18)$$

相反定理を用いてこの  $J_P$ ,  $M_P$  を求める. 図 4.1 の配置で波源と受信点を置き換え,  $R_d$  点の線波源による  $P$  点での電界を求める. エッジ  $Q_1$  への入射波  $U_{s,h}^d(Q_1)$  は次式となる.

$$U_{s,h}^d(Q_1) = \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} D_{s,h}(L_b, \psi_p, \psi_q) \frac{e^{-jk\delta}}{\sqrt{\delta}} \quad (4.19)$$

式 (4.17) と同様に, この式は  $Q_1$  から距離  $\delta+c$  と  $\delta$  にある仮想波源に置き換えることができる. そこで,  $P$  点での 2 重回折波  $U_{s,h}^{dd}(P)$  は次式となる.

$$\begin{aligned} U_{s,h}^{dd}(P) &= J_{Pr} \frac{e^{-jk(\delta+c)}}{\sqrt{\delta+c}} D_{s,h}(L_d, \psi_a, \psi_b) \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} \\ &+ M_{Pr} \frac{e^{-jk(\delta+c)}}{\sqrt{\delta c}} D_{s,h}(L_a, \psi_a, \psi_b) \frac{e^{-jkb}}{\sqrt{b}} \end{aligned} \quad (4.20)$$

ここで,  $J_{Pr}$ ,  $M_{Pr}$  はエッジ  $Q_2$  での 1 次回折波による仮想波源の振幅である. また,

$$L_d = \frac{b(\delta+c)}{(b+\delta+c)}$$

である. 相反定理によりこの式は, 式 (4.18) と等しくなる.

$J_P$ ,  $M_P$ ,  $J_{Pr}$ ,  $M_{Pr}$  の値を求めるために,  $\psi_q - \psi_p = \pi$  の場合を考える. このとき, 式 (4.18) は次式となる.

$$\begin{aligned} U_{s,h}^{dd}(R_d) &= \left[ \frac{1}{2} \left\{ \frac{J_P}{\sqrt{b+\delta+c}} + \frac{M_P}{\sqrt{b(\delta+c)}} \right\} \mp \frac{D_K}{\sin \psi_q} \right. \\ &\times \left. \left\{ J_P \frac{F(2kL_c \sin^2 \psi_q)}{\sqrt{b+\delta+c}} + M_P \frac{F(2kL_b \sin^2 \psi_q)}{\sqrt{b\delta c}} \right\} \right] e^{-jk(b+\delta+c)} \end{aligned} \quad (4.21)$$

また, 式 (4.19) は次式となる.

$$U_{s,h}^d(Q_1) = \left\{ \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\delta+c}} \mp \frac{D_k}{\sqrt{\delta c}} \frac{F(2kL_b \sin^2 \psi_q)}{\sin \psi_q} \right\} e^{-jk(\delta+c)} \quad (4.22)$$



一般に、この式の関数  $F$  は約 1 となるため、 $J_{Pr} \simeq 1/2$ 、 $M_{Pr} \simeq D_k/\sin \psi_q$  となる。したがって、式 (4.17) と (4.20) および (4.21) より次の連立方程式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{L_d} J_P + M_P &= D_{s,h}(L_d, \psi_a, \psi_b) \\ \sqrt{L_a} J_P + M_P &= D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a) \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

そこで、 $J_P$ 、 $M_P$  は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} J_P &= \frac{D_{s,h}(L_d, \psi_a, \psi_b) - D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a)}{\sqrt{L_d} - \sqrt{L_a}} \\ M_P &= \frac{\sqrt{L_d} D_{s,h}(L_a, \psi_b, \psi_a) - \sqrt{L_a} D_{s,h}(L_d, \psi_a, \psi_b)}{\sqrt{L_d} - \sqrt{L_a}} \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

$J_P$ 、 $M_P$  の E 波に関する計算例を図 4.4 に示す。図より、 $\psi_b \pm \psi_a = \pi$  または  $3\pi$  のとき、 $J_P \simeq 0.5$ 、 $M_P \simeq D_k F(2kL_a \sin^2 \psi_b)/\sin \psi_b$  となり、2 重回折波は式 (4.7) と同じとなる。一方、 $\pi$  から離れると、 $J_P$  は急減して零に近づくが、 $M_P$  は式 (4.4) から位相、距離項を除いた値に近づく。そこで、2 重回折波は式 (4.5) となる。また、 $J_P$  の位相は  $\psi_b \pm \psi_a = \pi$  において、入射波の不連続を補償するため  $180^\circ$  変化するが、 $M_P$  の変化は少ない。このように、 $\psi_b \pm \psi_a$  の値にかかわらず、式 (4.18) と (4.24) により 2 重回折波が表現できる。また、この式は、 $\psi_b \pm \psi_a$  が 4.2.1 の条件 3. の場合にも適用できる。

### 4.3.2 Slope 回折成分

図 4.3 から、1 次回折波の微係数は、基本波成分と同様にエッジ  $Q_2$  より距離  $b + \delta$ 、角度  $\psi_p$  の点と、 $Q_1$  点にそれぞれ  $J_S, M_S$  の大きさをもつ 2 つの仮想波源に分解できると考え、相反定理を用いてそれらの値を計算する。即ち、式 (4.11) より次式が得られる。

$$\frac{\partial U_{s,h}^d(Q_2)}{\partial \psi_b} \equiv J_S \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} + M_S \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b\delta}} \quad (4.25)$$

このため、 $R_d$  点での Slope 回折成分  $U_{s,h}^{dS}(R_d)$  は次式で表せる。

$$U_{s,h}^{dS}(R_d) = -\frac{1}{jk\delta} \left\{ J_S \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b+\delta}} \frac{\partial D_{s,h}(L_c, \psi_q, \psi_p)}{\partial \psi_p} + M_S \frac{e^{-jk(b+\delta)}}{\sqrt{b\delta}} \frac{\partial D_{s,h}(L_b, \psi_q, \psi_p)}{\partial \psi_p} \right\} \frac{e^{-jkc}}{\sqrt{c}} \quad (4.26)$$

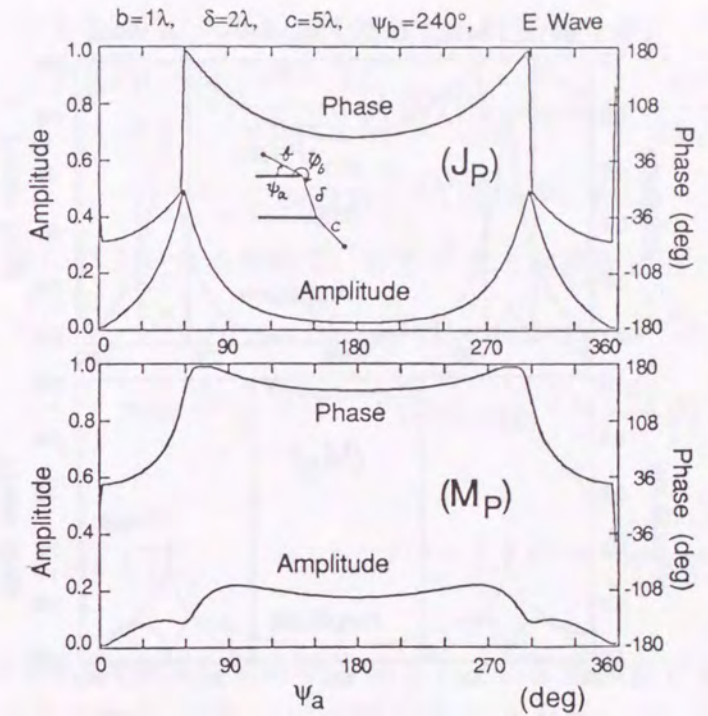


図 4.4 仮想波源  $J_P$ 、 $M_P$  の振幅、位相

次に、波源を  $R_d$  点に、受信点を  $P$  点に置いたときの Slope 回折波を考え、相反定理を用いて 4.3.1 と同じ手順で  $J_S, M_S$  を計算すると次式となる<sup>(67)</sup>。

$$\left. \begin{aligned} J_S &= \frac{\sqrt{L_b} D_{s,h}^{SL}(L_d, \psi_a, \psi_b) - D_{s,h}^{SL}(L_a, \psi_a, \psi_b)}{\sqrt{L_d} L_c - \sqrt{L_b} L_a} \\ M_S &= \frac{\sqrt{L_d} L_c D_{s,h}^{SL}(L_a, \psi_a, \psi_b) - \sqrt{L_b} L_a D_{s,h}^{SL}(L_d, \psi_a, \psi_b)}{\sqrt{L_d} L_c - \sqrt{L_b} L_a} \end{aligned} \right\} \quad (4.27)$$

Slope 回折成分は式 (4.26)、(4.27) より計算できる。

図 4.5 は、仮想波源  $J_S, M_S$  の振幅、位相の計算例である。図より、 $\psi_b \pm \psi_a$  が  $\pi$  または  $3\pi$  から離れると、

$$\left\{ \begin{aligned} J_S &\simeq 0 \\ M_S &\simeq -\frac{e^{-j\pi/4}}{4\sqrt{2\pi k}} \left\{ \frac{\sin((\psi_b - \psi_a)/2)}{\cos^2((\psi_b - \psi_a)/2)} \mp \frac{\sin((\psi_b + \psi_a)/2)}{\cos^2((\psi_b + \psi_a)/2)} \right\} \end{aligned} \right.$$



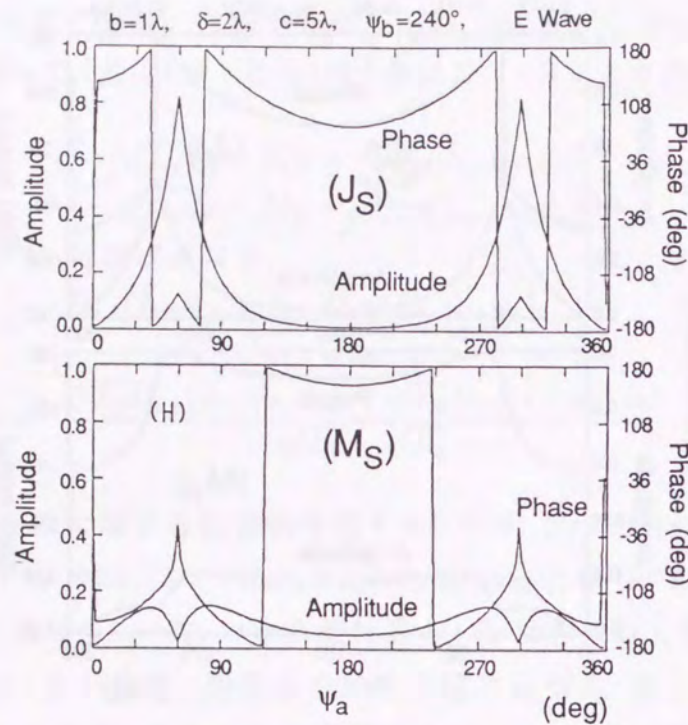


図 4.5 仮想波源  $J_S$ ,  $M_S$  の振幅, 位相

となり, 式 (4.14) の結果と一致する. また,  $\psi_b \pm \psi_a = \pi$  のとき,

$$\begin{cases} J_S \simeq \frac{\sqrt{kL_a} e^{j\pi/4}}{\sqrt{2\pi}} \\ M_S \simeq \mp \frac{D_K \cos \psi_b}{2 \sin^2 \psi_b} \end{cases}$$

となり, 式 (4.16) と一致する. したがって, 従来 2 種類に分けて考えた Slope 回折波が仮想波源法により統一できたことがわかる.

#### 4.4 他の解析法との比較検討

図 4.1 に示す 2 重回折問題の入射角, 放射角などのパラメータにかかわりない計算法は見当たらないが,  $P-Q_1-Q_2$  が一直線に並ぶ場合や,  $P-Q_1-Q_2-R_d$  まで一直線に並ぶ場合については多くの解析例がある. そこで, これらの場合について他の解析法と比較する.

$\psi_b - \psi_a = \pi$  のとき, 式 (4.26) は次のように変形できる.

$$U_{s,h}^{dS} = \frac{f(b+\delta+c)}{j\delta} \left\{ \frac{e^{j\pi/4}}{\sqrt{2\pi k}} \sqrt{\frac{L_a}{L_c}} D_{s,h}^{SL}(L_c, \psi_q, \psi_p) + \frac{e^{-j\pi/4}}{4k\sqrt{2\pi k}} \times \frac{1}{\sqrt{L_b L_d}} \frac{\cos \psi_b}{\sin^2 \psi_b} D_{s,h}^{SL}(L_b, \psi_q, \psi_p) \right\} \quad (4.28)$$

第 2 項は一般に小さいため省略し, 変形すると次式が得られる.

$$U_{s,h}^{dS} \simeq \frac{f(b+\delta+c)}{2\pi} \sqrt{\sigma} \left\{ \sin \frac{\psi_q - \psi_p}{2} (1 - F(2kL_c \cos^2 \frac{\psi_q - \psi_p}{2})) \pm \sin \frac{\psi_q + \psi_p}{2} (1 - F(2kL_c \cos^2 \frac{\psi_q + \psi_p}{2})) \right\} \quad (4.29)$$

ここで,

$$\sigma = \frac{bc}{\delta(b+\delta+c)} \quad ; \quad f(b+\delta+c) = \frac{e^{-jk(b+\delta+c)}}{\sqrt{b+\delta+c}}$$

である.

Tiberio らは Slope 回折波に対応する項として, 2 重回折における補正項  $\sum_{P=1}^2 U_{P1C}^d$  を与えており, 文献 (62) の式 (8) に示されている. これを, 図 4.1 の変数を用いて表すと次式となる.

$$\sum_{P=1}^2 U_{P1C}^d = \frac{f(b+\delta+c)}{2\pi} \tan^{-1} \sqrt{\sigma} \left\{ \sin \frac{\psi_q - \psi_p}{2} K(\sigma, 2kL_c \cos^2 \frac{\psi_q - \psi_p}{2}) \pm \sin \frac{\psi_q + \psi_p}{2} K(\sigma, 2kL_c \cos^2 \frac{\psi_q + \psi_p}{2}) \right\} \quad (4.30)$$

ここで, 関数  $K$  は次式で与えられる.

$$K(\sigma, X) = \frac{e^{jX}}{\tan^{-1} \sqrt{\sigma}} \int_{\sqrt{1/\sigma}}^{\infty} \frac{e^{-j\sigma X \tau^2}}{\tau^2 + 1} d\tau \quad (4.31)$$

$\psi_q \mp \psi_p$  の大きさにしたがって次の 2 つの場合について式 (4.29) と (4.30) を比較する.

1.  $\psi_q \mp \psi_p$  が  $\pi$  から大きく離れているとき

これらの式の漸近解は等しくなり, 次式となる.

$$U_{s,h}^{dS} = \sum_{P=1}^2 U_{P1C}^d \simeq j \frac{f(b+\delta+c)}{2\pi} \sqrt{\sigma} \left\{ \frac{\sin((\psi_q - \psi_p)/2)}{4kL_c \cos^2((\psi_q - \psi_p)/2)} \mp \frac{\sin((\psi_q + \psi_p)/2)}{4kL_c \cos^2((\psi_q + \psi_p)/2)} \right\} \quad (4.32)$$



仮想波源法と Tiberio らの解析法における Slope 回折波以外の項は全く同じため、受信点での合成成分はいずれの方法でも同じとなる。

2.  $\psi_q - \psi_p = \pi$  のとき

$P - Q_1 - Q_2 - R_d$  が一直線に並ぶ場合で、式 (4.29) (4.30) はそれぞれ次式となる。

$$U_{s,h}^{dS} \simeq \frac{f(b+\delta+c)}{2\pi} \left\{ \sqrt{\sigma} \pm \sin \frac{\psi_q + \psi_p}{2} \frac{j\sqrt{\sigma}}{4kL_c \cos^2((\psi_q + \psi_p)/2)} \right\} \quad (4.33)$$

$$\sum_{P=1}^2 U_{P1C}^d \simeq \frac{f(b+\delta+c)}{2\pi} \left\{ \tan^{-1} \sqrt{\sigma} \pm \sin \frac{\psi_q + \psi_p}{2} \times \frac{j\sqrt{\sigma}}{4kL_c \cos^2((\psi_q + \psi_p)/2)} \right\} \quad (4.34)$$

受信点  $R_d$  ではこれらの成分と 2 重回折波  $U_{s,h}^{dd}(R_d)$  の合成波  $U_{s,h}^T(R_d)$  が得られる。そのうち、主要項のみを計算するとそれぞれ次式となる。

$$U_{s,h}^T(R_d)|_{VSM} \simeq \left( \frac{1}{4} + \frac{\sqrt{\sigma}}{2\pi} \right) f(b+\delta+c) \quad (4.35)$$

$$U_{s,h}^T(R_d)|_{Tiberio} \simeq \left( \frac{1}{4} + \frac{\tan^{-1} \sqrt{\sigma}}{2\pi} \right) f(b+\delta+c) \quad (4.36)$$

式 (4.35) は Lopez による解析結果と一致する<sup>(68)</sup>。一方、式 (4.36) は Lee らの結果や、Samii らの報告と一致している<sup>(69),(70)</sup>。これらの式は、 $\sigma$  に関係する項が互いに異なっている。

そこで、 $\sigma$  を変数として  $U_{s,h}^T(R_d)/f(b+\delta+c)$  を計算した結果を図 4.6 に示す。 $\sigma = bc/\{\delta(b+\delta+c)\}$  のため、2 つのエッジ間の距離  $\delta \rightarrow \infty$  のとき  $\sigma \rightarrow 0$  となる。このとき、

$$U_{s,h}^T(R_d)|_{VSM} = U_{s,h}^T(R_d)|_{Tiberio} \rightarrow f(b+\delta+c)/4$$

となるが、 $\sigma$  が大きくなるにしたがって両者の違いが大きくなり、 $\sigma \rightarrow \infty$  のとき、

$$U_{s,h}^T(R_d)|_{Tiberio} \rightarrow f(b+\delta+c)/2$$

と正しい解が得られるのに対し、仮想波源法では、

$$U_{s,h}^T(R_d)|_{VSM} \rightarrow \infty$$

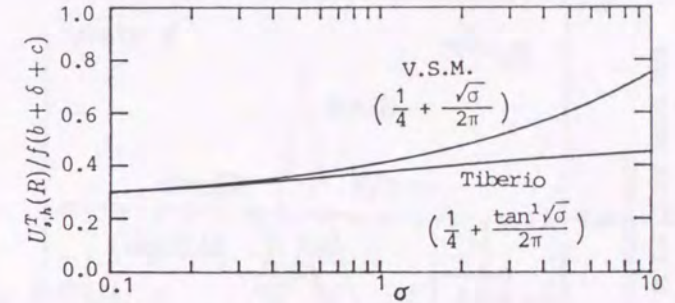


図 4.6 波源、エッジ、受信点が一直線のときの受信レベル

と物理的に矛盾する大きな誤差が生じる。これは、仮想波源法では計算において、距離項のうち基本項 ( $1/\sqrt{\delta}$ ) のみを考慮しているのに対し、Tiberio らの解析法には高次の項 ( $1/\delta, 1/\delta^2$  など) が含まれているためと考えられる。

この誤差を低減するため、式 (4.26) に  $\tan^{-1} \sqrt{\sigma}/\sqrt{\sigma}$  を乗じた表現を考える。この修正型 Slope 回折波表現式は次式となる。

$$U_{s,h}^{dSm} = -\frac{f(b+\delta+c) \tan^{-1} \sqrt{\sigma}}{jk\delta\sqrt{\sigma}} \left\{ \frac{J_s}{\sqrt{L_c}} D_{s,h}^{SL}(L_c, \psi_q, \psi_p) + \frac{M_s}{\sqrt{L_b L_d}} D_{s,h}^{SL}(L_b, \psi_q, \psi_p) \right\} \quad (4.37)$$

この式は、 $\psi_b - \psi_a = \pi$  のとき、式 (4.29) の  $\sqrt{\sigma}$  を  $\tan^{-1} \sqrt{\sigma}$  と置き換えた形となり、 $\psi_q \pm \psi_p = \pi, 3\pi$  では Tiberio らの解と等しくなる。

図 4.7 は、 $\sigma$  をパラメータとし、放射角  $\psi_q$  を変化させたときの計算例である。ここで、図の “Slope” は式 (4.28)，“M.Slope” は式 (4.37) で  $\psi_b - \psi_a = \pi$  としたとき，“Tiberio” は式 (4.30) による計算結果である。 $\sigma = 5$  の場合、 $\psi_q - \psi_p = \pi$  では M.Slope と Tiberio の解が一致するが、 $\pi$  から離れるに従い値は急減し、Slope 解に近づく。但し、 $\sigma$  が小さいときはいずれの方法でもほぼ同じ解が得られる。

以上から、式 (4.37) では  $\psi_q - \psi_p$  が  $\pi$  から離れると誤差が生じることが分かる。しかし、このとき Slope 回折波は急減し他の成分よりはるかに小さくなるため、Slope 回折波の効果が大きい影の境界付近で精度のよい式 (4.37) は実用性が高いと考える。



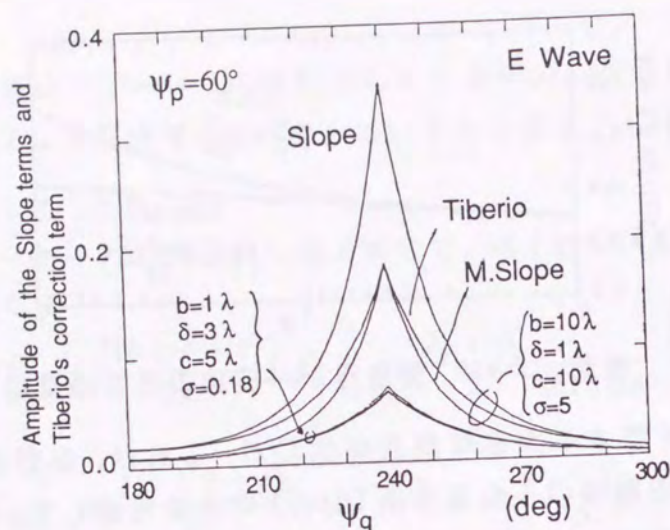


図 4.7 仮想波源法と Tiberio らの解の比較

## 4.5 数値計算結果と実測結果

### 4.5.1 数値計算結果

図 4.1 の配置で、受信点  $R_d$  を  $\psi_q = 90^\circ$  から  $270^\circ$  まで動かしたときの受信電界を、仮想波源法、式 (4.5) に示す Keller の方法そして、式 (4.8) の野村らの方法で計算した例を図 4.8 に示す。計算は E 波について行い、幾何光学成分、1 次回折成分、および 2 重回折波のうち、この配置では最も大きい、 $P \rightarrow Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow R_d$  と伝搬する成分を含めている。但し、この計算に Slope 回折波成分は含まない。(i) は、 $\psi_b \pm \psi_a$  が  $\pi$  から大きく離れているとき、(ii) は、 $\psi_b - \psi_a = \pi$  の場合の計算例である。

エッジ  $Q_1$  による影の境界付近 ( $\psi_q = 240^\circ$ ) を除き、いずれの計算法でも大きな差異はない。しかし、この境界付近で従来の計算法では不連続が生じている。(i) では野村らの方法、(ii) では Keller の方法で不連続が大きい。これは、これらの解析法をその適用範囲を超えて使用しているためで、3 重以上の多重回折波を考えても解消しない。しかし、仮想波源法ではこのような不連続が生じない。

図 4.9 は、影の境界における計算結果の不連続の大きさを調べるため、

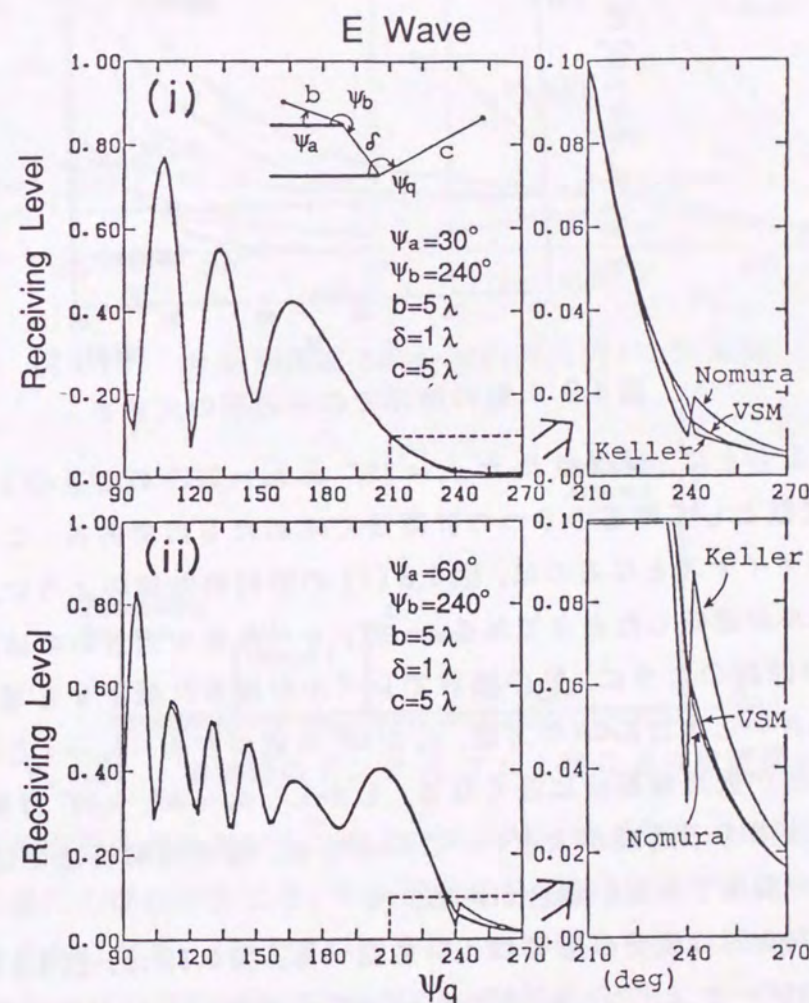


図 4.8 2 重回折波 (基本波) の計算例



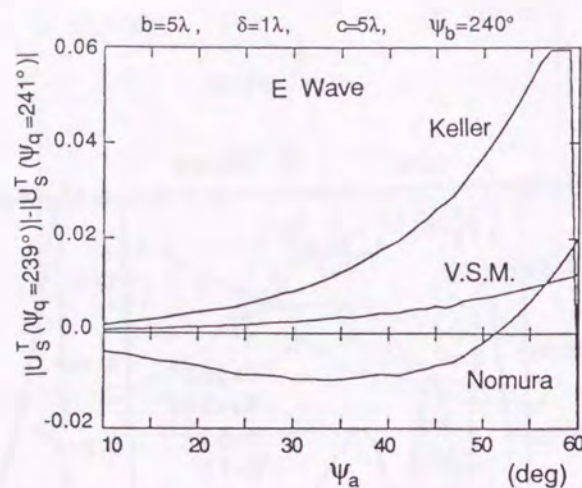


図 4.9 影の境界での不連続の大きさ

図 4.8 をもとに，受信点  $R_d$  が  $\psi_q = 239^\circ$  と  $\psi_q = 241^\circ$  のときのレベル差を， $\psi_a$  を変数として前述の 3 つの計算法で求めたものである．ここで，レベル差がマイナスとなるのは，図 4.8 (i) の野村の曲線のように，影の境界でレベルが逆転したときである．一方，レベル差が大きいのは，この図の Keller の曲線のように，影の境界でレベルが異常に低下する場合である． $\psi_a$  が小さいときは Keller の方法， $\psi_a$  が  $60^\circ$  に近づき  $\psi_b - \psi_a \rightarrow \pi$  となると，野村の方法が仮想波源法に近くなる．しかし， $\psi_a = 30^\circ \sim 50^\circ$  程度ではどちらの方法でも不連続が大きい．このように，従来の解析法では精度のよい解析が期待できない場合がある．

次に Slope 回折成分の影響について調べる．図 4.10 は，図 4.1 の配置で， $\sigma$  をパラメータとして， $\psi_q$  を  $210^\circ \sim 270^\circ$  まで動かしたときの E 波についての計算例である．計算には，幾何光学成分，一次回折波，2 重回折波のうち， $P \rightarrow Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow R_d$  と伝搬する成分を加えた．Without Slope と記した曲線は，Slope 回折成分を含まない場合である．Slope と記した曲線は，これに，同じ伝搬路を通過する Slope 回折成分を式 (4.26) により計算して加えたものである．M.Slope は，Slope 回折成分の計算に式 (4.37) を用いたものである．

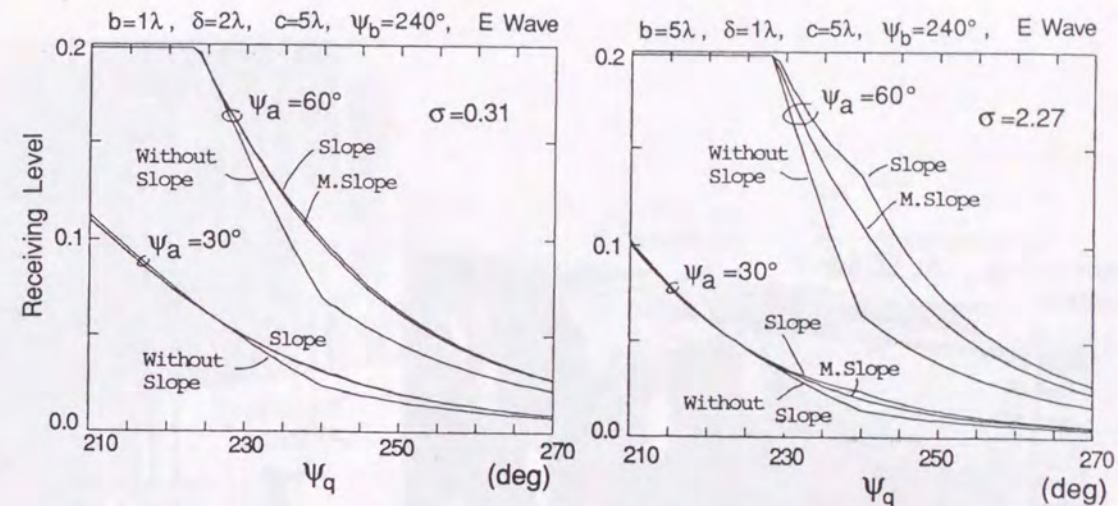


図 4.10 2 重回折波 (Slope 回折波成分) の計算例

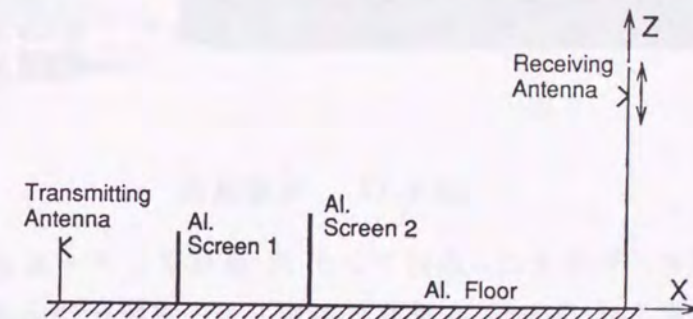


図 4.11 実験時のアンテナ，アルミ板などの配置図

Slope 回折成分を含めないと，ナイフエッジ  $Q_2$  による影の境界  $\psi_q = 240^\circ$  付近で曲線にくびれが生じる．Slope 回折成分を加えると， $\sigma$  が小さいとき曲線は滑らかになる． $\sigma$  が大きいときは，影の境界で基本波成分のみの場合とは逆方向のくびれが生じる．M.Slope 回折成分では，いずれの場合もなめらかな曲線となる．また，ここでは示していないが，M.Slope 回折成分は，Tiberio の式による結果とほぼ一致した．

#### 4.5.2 実測結果

仮想波源法の妥当性を確認するため，実測結果との比較を行った．図 4.11 に実験に使用したアンテナなどの配置を示す．床面には広いアルミ



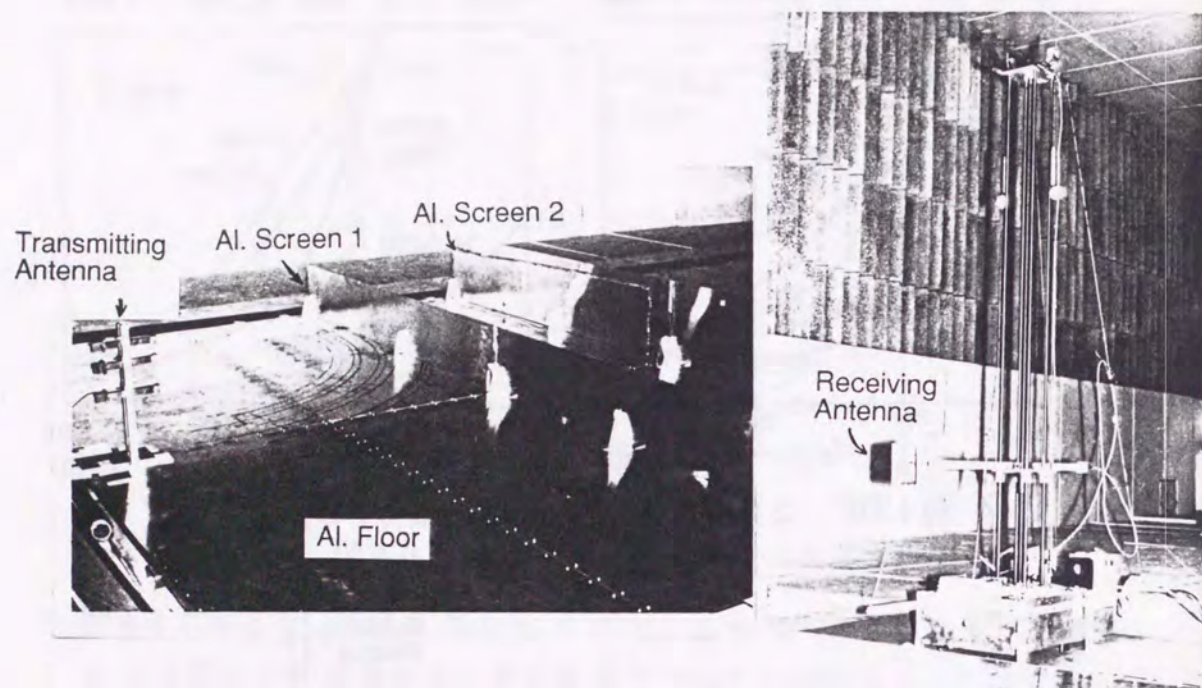


図 4.12 実験風景

反射板を敷き、その上に、送信アンテナ、受信アンテナおよび電波を遮るアルミ遮蔽板 (Al. Screen) を垂直に設置した。実験は当所電波無響室において、周波数9.6GHz、送信アンテナには水平偏波の電磁ダイポールアンテナ、受信アンテナにはホーンアンテナを用い、受信アンテナを上下させてハイトパターンを測定した。また、Y軸方向(紙面方向)のエッジ端での回折波の影響を無視できるようにアルミ反射板や、アルミ板はY軸方向に充分広く取っている。図4.12に実験風景を示す。

図4.13はアルミ板が1枚の場合の計算結果と実測結果および配置図である。この場合、床面が導体面であるため、計算では、直接波の他に床面での反射波の影響も考慮している。実測結果と計算結果は約0.5dB以内の誤差でよく一致している。

図4.14は、アルミ板が2枚のときの実験および計算結果である。計算は、2重回折波のうち基本波成分のみを考慮した場合 (V.S.M. Without Slope) と、修正型 Slope 回折波計算式により Slope 回折成分を加えた場合

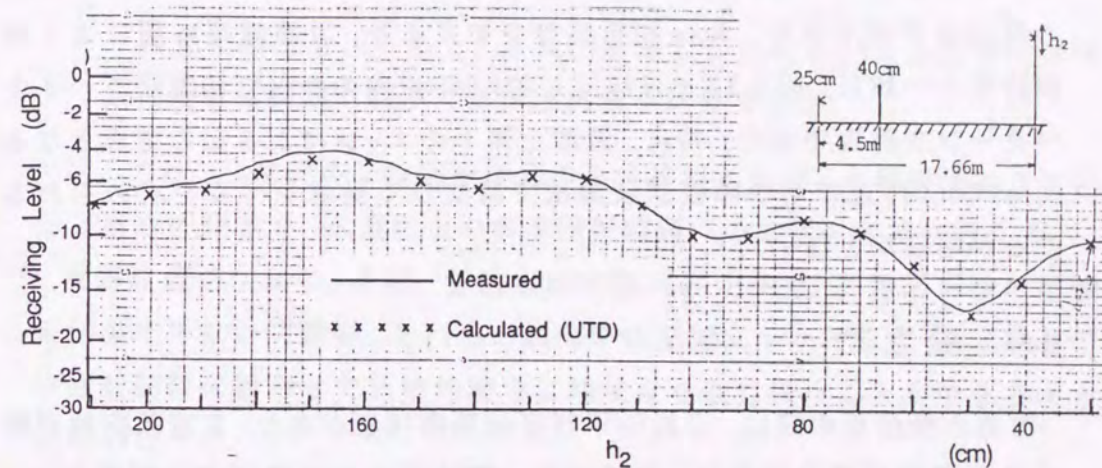


図 4.13 アルミ板が1枚の場合のハイトパターン

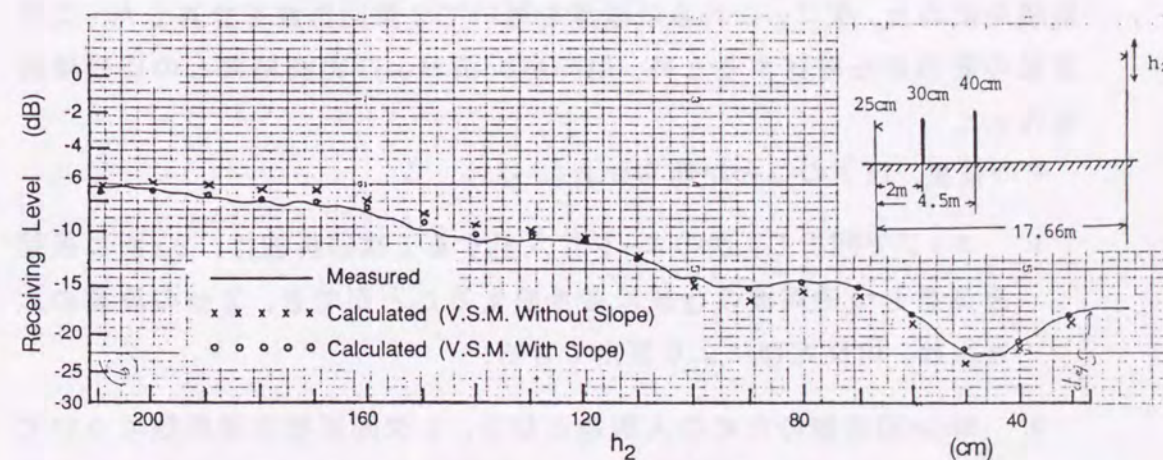


図 4.14 アルミ板が2枚の場合のハイトパターン



(V.S.M. With Slope)を示している。2重回折波として、基本波成分のみを含めた計算結果には最大約1.5dBの誤差がみられるが、全体的なレベル変動の傾向は予測できた。Slope回折成分を加えると、計算結果は更によく実測結果と一致し、図4.13とほぼ同じ約0.5dB以内の誤差で精度良くハイトパターンを計算できた。特に、波源と第1のエッジによる影の境界となる $h_2=92(\text{cm})$ 付近でもこの仮想波源法で精度良く受信レベルを求められることが明らかとなった。

#### 4.6 まとめ

波源と受信点の間に、2枚の平行半無限導体板があり、2重回折波が生じる問題のUTD解析は、従来波源、導体板および受信点の配置によって、2種類の計算法を使い分ける必要があった。本章ではこれらの計算法を統一し、波源、導体板などの配置にかかわらず回折波を表現できる一様解析法を考え、仮想波源法と名付けた。

この方法では、第1エッジで回折し、第2エッジに入射する1次回折波を2つの仮想波源からの円筒波に分解し、相反定理を用いてそれら波源の振幅を求めた。次に、これらの波源を用いて2重回折波を計算した。この方法の妥当性を確認するため、他の解析法および実測結果との比較検討を行った。

その結果、以下のことが明らかとなった。

1. エッジで回折し、次のエッジに入射する1次回折波は、2ヵ所に仮想波源をもつ円筒波の合成に置き換えることができ、2つの波源の大きさは、相反定理により算出できる。
2. Slope回折波のための入射波となる、1次回折波の微係数についても同様に2ヵ所に仮想波源をもつ円筒波の合成に置き換えることができる。
3. 仮想波源法により、第2エッジへの入射角などにかかわらず精度良く2重回折波を計算できる。

4. Slope回折成分は、他の計算法との比較により得られた補正項を追加することによりその精度を上げることができる。

5. 仮想波源法を用いると、1次回折波しか生じないような単純な回折問題とほぼ同じ精度で2重回折波を計算できる。

ここでは、2次元の2重回折問題のみを検討したが、本解析法は3次元の2重回折問題や、3重以上の多重回折問題への拡張も容易に行える。

仮想波源法により、波源、受信点間に障害物が多く、多重回折波の影響を無視できない問題も、それらの幾何学的配置にかかわらず、基本的UTD回折関数の組合せで比較的簡単に精度良く取り扱うことができるようになった。

今後の課題としては、Slope回折成分における誤差補正項の精度を向上させる方法の検討が考えられる。



## 第5章 地形を利用した海面反射の影響低減法

### 5.1 はじめに

海面反射波の影響による受信レベルの変動を低減するため、垂直面放射特性が水平方向付近でシャープカットオフ特性となり、かつ有効通達距離が短くならないアンテナの研究が行われた。その一環として、C V O R アンテナにドーナツ状の導体板を追加した環状平板型アンテナの特性などを第3章で論じた。

しかし、海面反射の影響軽減をめざしこれまで研究された多くのアンテナは、この環状平板型アンテナを含め主にC V O R用で、現在我が国で運用されているV O Rの大部分を占めるD V O R（ドップラーV O R）用アンテナとして利用できるものは見当らない。これは、D V O R アンテナでは中心部の搬送波用アンテナ（C V O R用アンテナと同じ）の他に50本の側波帯アンテナがあり、例えばアレイアンテナ等の実現は容易でないためである。このため、D V O Rにも利用できる海面反射波の低減方法が必要とされている。

また、V O R局が海岸近くに設置されたとき、アンテナから受信点までの信号は、アンテナ単体の放射特性だけでなく、その周辺地形の影響も受ける。特に、水平方向より下方への放射成分からなる海面反射波にはその影響が大きい。このため、アンテナ放射特性として地形の影響を含めた総合的な放射特性を考える必要があるが、地形の影響は局毎に異なるため、一般的にその影響を評価する方法は従来あまり研究されていない。

このため、周辺地形の影響を含めた総合的なアンテナ放射特性の計算

法が提案された<sup>(71),(72)</sup>。本章では、周辺地形をモデル化し、その影響を含めたアンテナの放射特性を計算する方法について論じている。また、地形の適当な利用により海面反射波の影響を軽減する方法と、それに適した地形の条件について研究する。

まず、5.2ではV O R局周辺の地形を地面の起伏の度合いに応じて2種類にモデル化し、そのモデルをもとにアンテナの垂直面放射特性を計算する方法を示す。5.3では、計算法の精度を評価するため、飛行実験によりいくつかのアンテナの海面反射波干渉特性を測定し、計算結果と比較検討する。5.4では2種類のモデルの適用範囲を、地面が電波の完全反射面とみなせるか否かで判定する方法について検討する。5.5では地形を利用して海面反射の影響を減らすため地形に必要とされる条件や、アンテナの設置位置等を系統的にまとめる。

なお、本章において時間因子 $e^{j\omega t}$ は省略する。

### 5.2 設置地形のモデル化とその放射特性

#### 5.2.1 地形モデル1

海岸線までの地形の起伏が小さい場所に設置された銚子V O R実験局、横須賀V O R実験局について、設置位置と、飛行実験で放射状飛行を行った方向（銚子局では $180^\circ$ 、横須賀局では $220^\circ$ ）の地形断面図を図5.1に示す。これらの地形をV O R局が設置されている比較的水平的な地面（以下設置地面と呼ぶ）と、がけの先端から波打ち際までの斜面に2分し、図中の破線のようにそれぞれを直線で近似した図5.2のような台形状のモデルを考え、これを地形モデル1とする<sup>(73)</sup>。このモデルをもとにアンテナの放射特性を計算する。

ここでは、簡単のためこのモデルは紙面方向に一樣として、計算には2次元のU T Dを用いた。なお、D V O Rでは搬送波と側波帯アンテナで放射特性の計算法が異なるが、ここで考える信号レベルは搬送波アンテナの特性で決まるため、ここでは搬送波アンテナの特性を計算する。



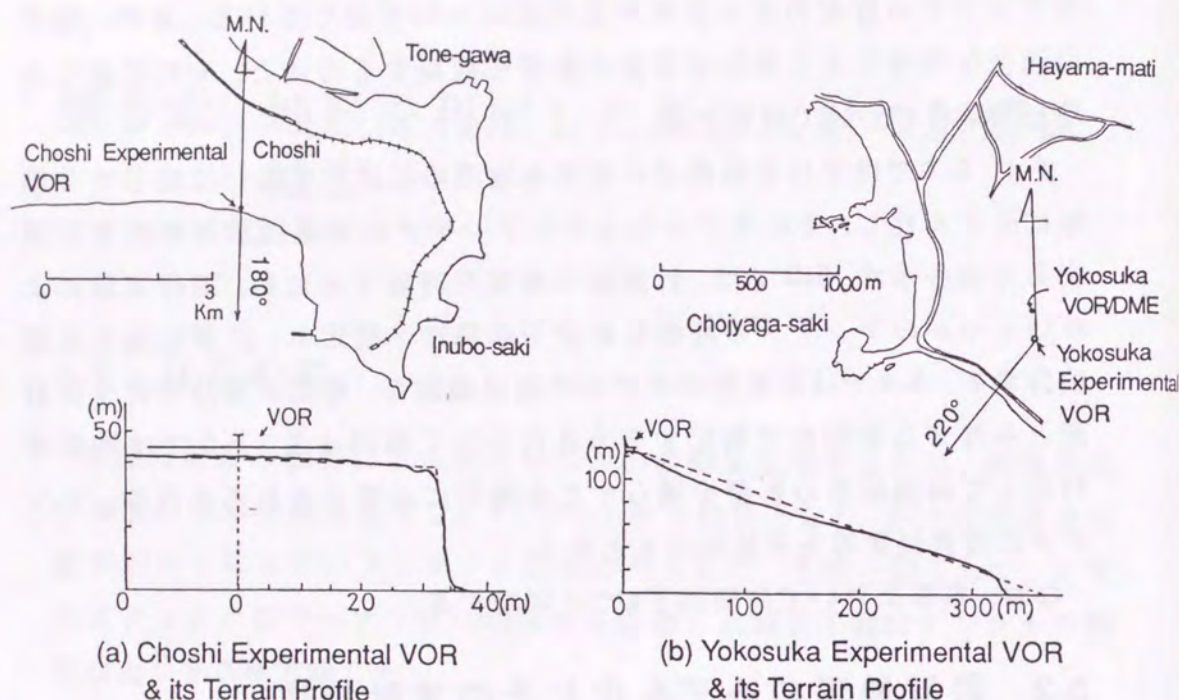


図 5.1 VOR 局の設置位置と断面図（銚子、横須賀局）

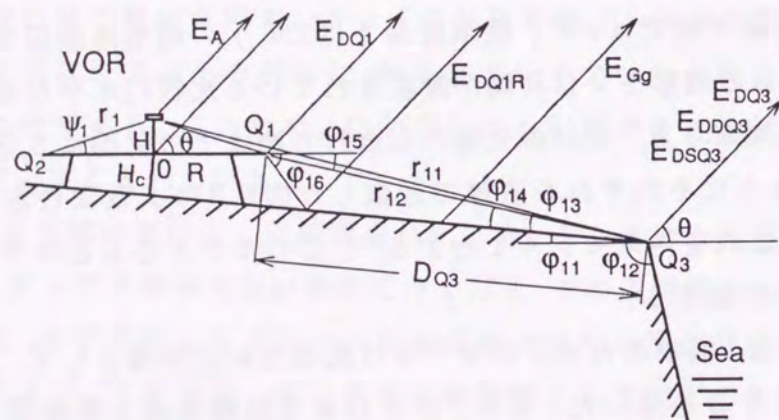


図 5.2 地形モデル 1

図 5.2 のモデルからの放射波は、第 3 章で求めたカウンタボイズでの反射波、回折波などの他に、設置地面での反射波、がけの先端のエッジ  $Q_3$  での回折波などが加わる。そこで、これらの成分を中心に計算する。

まず、波源となる線波源アレイから距離  $d_A$ 、仰角  $\theta$  の遠方受信点での電界  $E_A$  は次式で与えられる<sup>1</sup>。

$$E_A(d_A, \theta) = C \cos \theta \frac{e^{-jk d_A}}{\sqrt{d_A}} \quad (5.1)$$

以下、この式の定数  $C$  は 1 とする。この式をもとに、波源から設置地面に入射し反射される成分  $E_{Gg}(\theta)$  は、地面の傾きが  $\varphi_{11}$  であるため、次式で表せる。

$$E_{Gg}(\theta) \simeq -\cos \varphi_{16} \frac{e^{-jk(d-P_{C1})}}{\sqrt{d}} \quad (5.2)$$

この式は、位相基準点を図の 0 点に置いた遠方近似である。また、 $P_{C1}$  は位相基準点を 0 点に移すための位相補正項で、次式で表せる。

$$P_{C1} = H \sin \theta - 2(H \cos \varphi_{11} + H_C) \sin(\theta + \varphi_{11})$$

次に、波源からエッジ  $Q_3$  への入射波による回折波  $E_{DQ3}$  は次式で与えられる。

$$E_{DQ3} = E_A(r_{11}, \varphi_{13} + \varphi_{11}) D_s^W(r_{11}, \pi - \theta - \varphi_{11}, \varphi_{13}, n_w) \times U(\psi_1 - \varphi_{11} - \varphi_{13}) \frac{e^{-jk(d-P_{C2})}}{\sqrt{d}} \quad (5.3)$$

ここで、関数  $D_s^W$  はエッジがくさび状であるときの UTD 回折関数で、次式で与えられる<sup>(38)</sup>。

$$D_{s,h}^W(L, \alpha, \beta, n_w) = \frac{-e^{j\pi/4}}{2n_w \sqrt{2\pi k}} \left[ \cot\left(\frac{\pi + (\alpha - \beta)}{2n_w}\right) F(kLa^+(\alpha - \beta)) + \cot\left(\frac{\pi - (\alpha - \beta)}{2n_w}\right) F(kLa^-(\alpha - \beta)) \mp \left\{ \cot\left(\frac{\pi + (\alpha + \beta)}{2n_w}\right) F(kLa^+(\alpha + \beta)) + \cot\left(\frac{\pi - (\alpha + \beta)}{2n_w}\right) F(kLa^-(\alpha + \beta)) \right\} \right] \quad (5.4)$$

<sup>1</sup>これは、式(2.11)と同じであるが、本章での解析の基礎となるため、再び記した。



ここで,  $n_w$  はくさびの角度を与える関数で, くさび角度が  $\varphi_{12}$  のとき次式で与えられる.

$$n_w = 2 - \varphi_{12}/\pi$$

また, 関数  $a^\pm$  は次式で表せる.

$$a^\pm(X) = 2 \cos^2\left(\frac{2\pi n_w N^\pm - X}{2}\right)$$

この式の  $N^\pm$  は,  $(2\pi n_w N^+ - X)$  については  $+\pi$  に,  $(2\pi n_w N^- - X)$  は  $-\pi$  に最も近くなるような整数とする. 例えば,  $n_w = 1.5$  のとき,  $X = 5\pi/3$  では  $N^+ = 1$ ,  $N^- = 0$ ,  $X = \pi/3$  では  $N^+ = N^- = 0$  となる. なお, このくさびが半平面 ( $\varphi_{12} = 0$ ) のときは  $n_w = 2$  となり, 回折関数は式 (2.14) となる. 式 (5.3) の  $P_{C2}$  は位相補正項で次式となる.

$$P_{C2} = (D_{Q3} + A \cos \varphi_{11}) \cos(\theta + \varphi_{11}) - H_C \sin \varphi_{11}$$

次に, エッジ 1 での回折波のうち, 設置地面で反射される成分を  $E_{D1R}$  とすると, 次式で表せる.

$$E_{D1R} = -E_A(r_1, \psi_1) D_s(r_1, \pi + \varphi_{16}, \psi_1) U(\varphi_{16} - \varphi_{11} - \varphi_{13}) \frac{e^{-jk(d-P_{C3})}}{\sqrt{d}} \quad (5.5)$$

ここで,

$$P_{C3} = A \cos \theta - 2(H_C + A \sin \varphi_{11}) \sin(\theta + \varphi_{11})$$

である.

次に, エッジ 1 での回折波がエッジ  $Q_3$  に入射し, そこで再び回折される 2 重回折波  $E_{DDQ3}$  は, 計算の精度を向上させるため仮想波源法を用いると, 次式で与えられる.

$$E_{DDQ3} = \left\{ J'_P \frac{e^{-jk(r_1+r_{12})}}{\sqrt{r_1+r_{12}}} D_s^W(r_1+r_{12}, \pi - \theta - \varphi_{11}, \varphi_{14}, n_w) + M'_P \frac{e^{-jk(r_1+r_{12})}}{\sqrt{r_1 r_{12}}} D_s^W(r_{12}, \pi - \theta - \varphi_{11}, \varphi_{14}, n_w) \right\} \frac{e^{-jk(d-P_{C2})}}{\sqrt{d}} \quad (5.6)$$

ここで, 仮想波源の振幅  $J'_P$ ,  $M'_P$  は次式となる.

$$\left. \begin{aligned} J'_P &= \frac{D_s(L'_d, \psi_1, \pi + \varphi_{15}) - D_s(L'_a, \pi + \varphi_{15}, \psi_1)}{\sqrt{L'_d} - \sqrt{L'_a}} \\ M'_P &= \frac{\sqrt{L'_d} D_s(L'_a, \pi + \varphi_{15}, \psi_1) - \sqrt{L'_a} D_s(L'_d, \psi_1, \pi + \varphi_{15})}{\sqrt{L'_d} - \sqrt{L'_a}} \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

ここで,  $L'_a = r_1 r_{12} / (r_1 + r_{12})$ ,  $L'_d = r_1$  である.

さらに, このエッジでの Slope 回折成分  $E_{DSQ3}$  は次式で与えられる.

$$E_{DSQ3} = -\frac{1}{jkr_{12}} \left\{ J'_S \frac{e^{-jk(r_1+r_{12})}}{\sqrt{r_1+r_{12}}} \frac{\partial D_s(L'_c, \pi - \theta - \varphi_{11}, \varphi_{14}, n_w)}{\partial \varphi_{14}} + M'_S \frac{e^{-jk(r_1+r_{12})}}{\sqrt{r_1 r_{12}}} \frac{\partial D_s(L'_b, \pi - \theta - \varphi_{11}, \varphi_{14}, n_w)}{\partial \varphi_{14}} \right\} \frac{e^{-jk(d-P_{C2})}}{\sqrt{d}} \quad (5.8)$$

仮想波源の振幅  $J'_S$ ,  $M'_S$  は次式となる.

$$\left. \begin{aligned} J'_S &= \frac{\sqrt{L'_b} D_s^{SL}(L'_d, \psi_1, \pi + \varphi_{15}) - D_s^{SL}(L'_a, \psi_1, \pi + \varphi_{15})}{\sqrt{L'_d L'_c} - \sqrt{L'_b L'_a}} \\ M'_S &= \frac{\sqrt{L'_d L'_c} D_s^{SL}(L'_a, \psi_1, \pi + \varphi_{15}) - \sqrt{L'_b L'_a} D_s^{SL}(L'_d, \psi_1, \pi + \varphi_{15})}{\sqrt{L'_d L'_c} - \sqrt{L'_b L'_a}} \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

ここで,  $L'_b = r_{12}$ ,  $L'_c = r_1 + r_{12}$  である.

以上から, このモデルの総合放射特性は, 第 3 章で求めたカウンタポイズアンテナの放射特性を与える式 (2.18) に, 式 (5.2), (5.3), (5.5), (5.6) そして (5.8) を加えることにより算出できる.

### 5.2.2 実測結果との比較検討

この計算法の精度を調べるため, 簡単な地形モデルを製作し, 当所電波無響室において, 周波数 1120MHz でその放射特性を測定した. 図 5.3 はこの地形モデルと, 実測および計算結果である. このモデルは, カウンタポイズアンテナの下に地面に対応する導体円板が置かれた構造で, 図 5.2 において, 地面の傾斜角  $\varphi_{11}$  とくさびのなす角  $\varphi_{12}$  がいずれも  $0^\circ$  の場合に相当する. 計算には反対方向のエッジ  $Q'_3$  からの回折波も加えている. 実測結



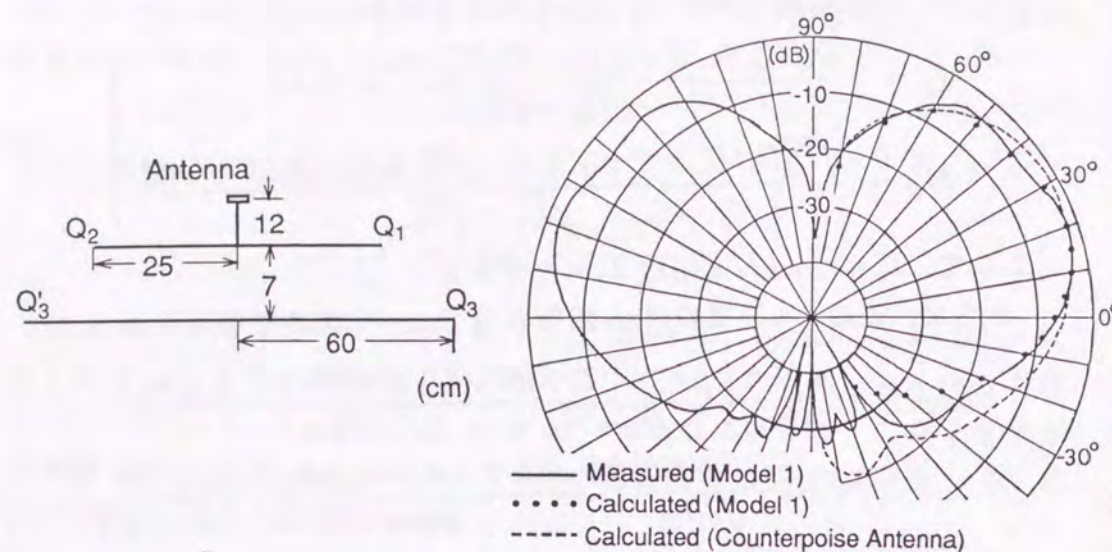


図 5.3 地形モデルとその垂直面放射特性

果と計算結果は、仰角  $\theta$  が約  $-30^\circ$  より大きい範囲ではよく一致しているが、それより小さいところでは誤差が増加している。これは、アンテナの製作精度と電波無響室での残留反射波などが原因と考えられるが、海面反射の影響を考えると重要な水平方向付近の特性はここで述べた計算法で精度良く表現できることがわかる。カウンタポイズアンテナの放射特性と、地形の影響を含めたアンテナのそれとを比較すると、水平方向付近での電界傾度は、カウンタポイズアンテナの約  $0.24\text{dB/deg}$  に比べ、地形モデル 1 では約  $0.34\text{dB/deg}$  と大きくなっている。

図 5.4 は、銚子 VOR 実験局と横須賀 VOR 実験局の垂直面放射特性とパラメータで、地形の影響を含めた場合と除外した場合について計算している。水平面より上では、どちらの局も地形の影響はあまり現われない。しかし、水平面より下では地形を含めると放射レベルは減少し、 $0^\circ$  付近の電界傾度は大きくなる。銚子局ではカウンタポイズアンテナの電界傾度が  $0.5\text{dB/deg}$  程度に対し、地形を含めると  $0.71\text{dB/deg}$  となり、横須賀局では  $0.38\text{dB/deg}$  から  $0.54\text{dB/deg}$  程度と増加する。

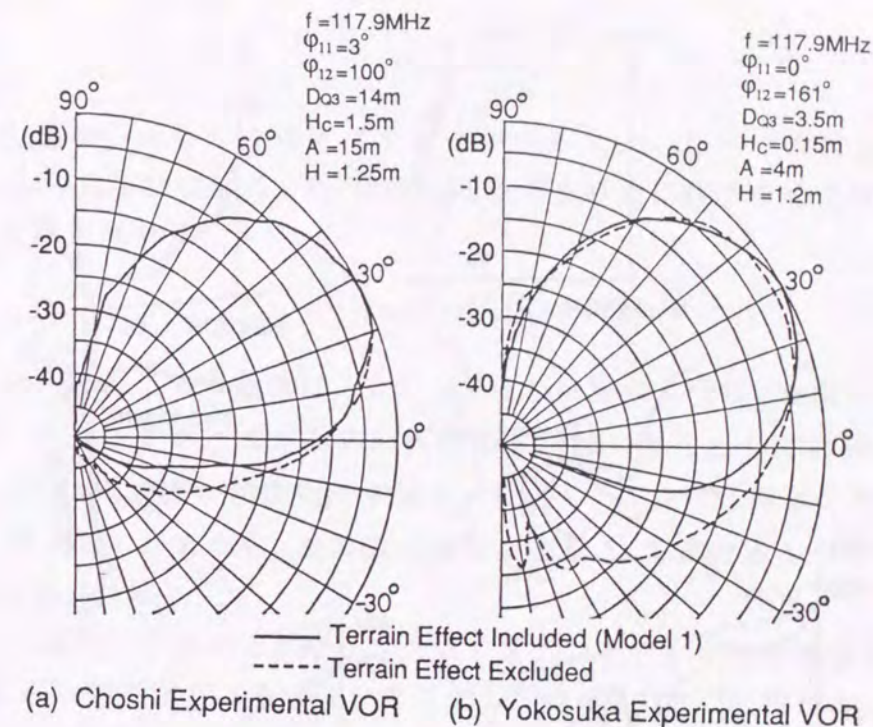


図 5.4 銚子、横須賀 VOR 実験局の放射特性

### 5.2.3 地形モデル 2

局から海岸線までの地形の起伏が大きい場所にある宮古 VOR 局と、いわき VOR 局について、その設置位置と、飛行実験を行った方位（宮古局  $90^\circ$ 、いわき局  $95^\circ$ ）の地形断面図を図 5.5 に示す。地形モデル 1 を用いた局に比べ、局から海岸までの距離が長く、海面への電波を遮るいくつかの丘陵が見られる。これらの局では電波を遮る丘陵部分のみに注目し、これを図の破線で示したようにアンテナからの電波を最初に遮る丘陵に対応する平板  $S_1$ 、2 番目の丘陵に対応する  $S_2$  に置き換えた図 5.6 のモデルを考え、これを地形モデル 2 と名付ける。

このモデルの放射特性は、従来のカウンタポイズアンテナによる放射波と、平板  $S_1$ 、 $S_2$  での回折波との合成となる。まず、 $S_2$  のエッジ  $Q_4$  での回折波  $E_{DQ4}$  は次式で与えられる。

$$E_{DQ4} = E_C(r_{21}, \pi/2 - \varphi_{21}) D_s(r_{21}, 3\pi/2 - \theta, \varphi_{21}) U(\theta + \varphi_{23} - \pi/2)$$



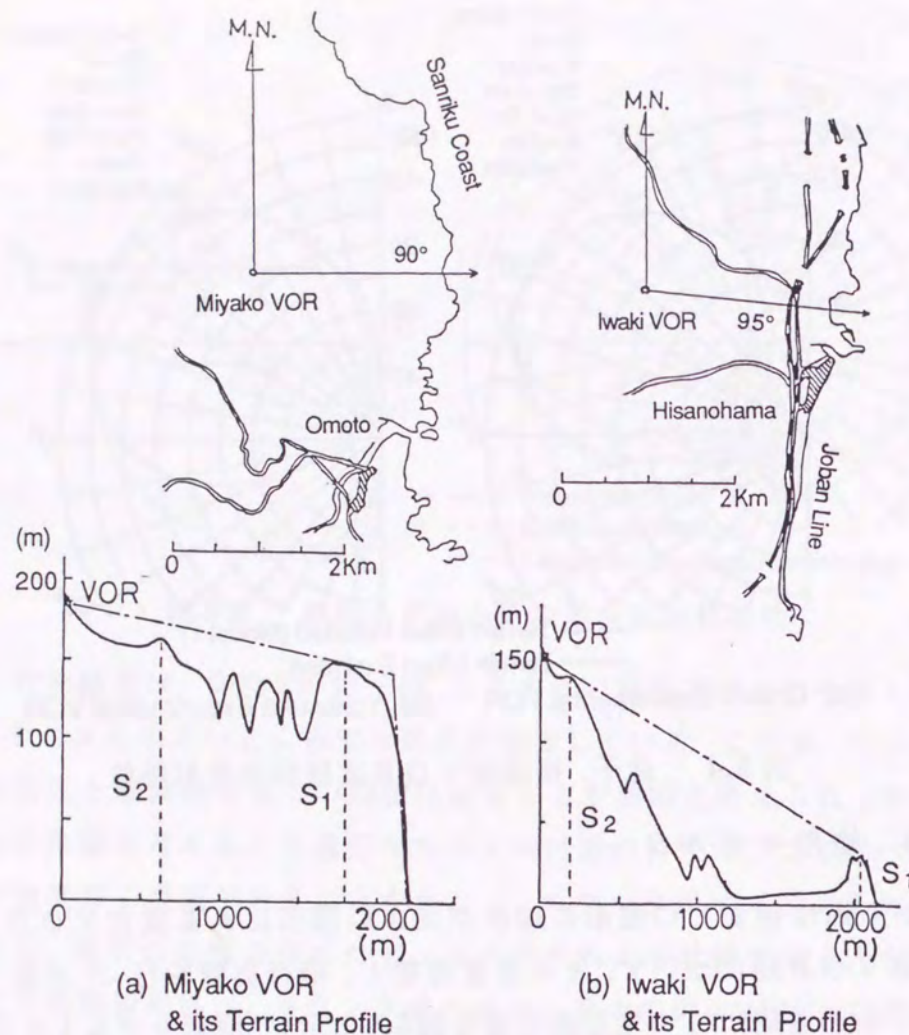


図 5.5 VOR 局の設置位置と断面図 (宮古, いわき局)

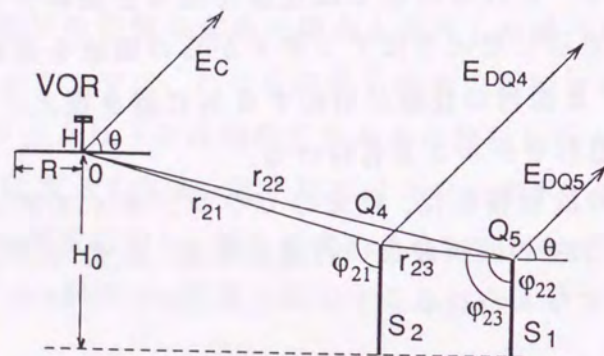


図 5.6 地形モデル 2

$$\times \frac{e^{-jk(d-P_{C4})}}{\sqrt{d}} \quad (5.10)$$

ここで  $E_C$  は、カウンタポイズアンテナからエッジ  $Q_4$  への入射波で、式 (2.18) に与えられている。  $P_{C4}$  は位相基準点を 0 点に移すための位相補正項で、次式で表せる。

$$P_{C4} = r_{21} \cos(\theta + \varphi_{21} - \pi/2)$$

なお、エッジ  $Q_4$  への入射波は、モデル 1 での計算のように、波源からの直接波と、カウンタポイズからの回折波の 2 種類になるとして計算する方法もあり<sup>(74)</sup>、その方が精度はやや高い。しかし、ここでは簡単のため、カウンタポイズアンテナを、その放射特性が関数  $E_C$  で表せる 1 つのアンテナと考え計算した。

次に、 $S_1$  のエッジ  $Q_5$  へは、カウンタポイズアンテナからの直接波と、エッジ  $Q_4$  からの回折波が入射する。そこで、このエッジでの回折波  $E_{DQ5}$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} E_{DQ5} = & \{ E_C(r_{22}, \pi/2 - \varphi_{22}) D_s(r_{22}, 3\pi/2 - \theta, \varphi_{22}) U(\varphi_{21} - \varphi_{22}) \\ & + J_P'' \frac{e^{-jk(r_{21}+r_{23})}}{\sqrt{r_{21}+r_{23}}} D_s(r_{21}+r_{23}, 3\pi/2 - \theta, \varphi_{23}) \\ & + M_P'' \frac{e^{-jk(r_{21}+r_{23})}}{\sqrt{r_{21}r_{23}}} D_s(r_{23}, 3\pi/2 - \theta, \varphi_{23}) \\ & - \frac{1}{jkr_{23}} J_S'' \frac{e^{-jk(r_{21}+r_{23})}}{\sqrt{r_{21}+r_{23}}} \frac{\partial D_s(r_{21}+r_{23}, 3\pi/2 - \theta, \varphi_{23})}{\partial \varphi_{23}} \\ & - \frac{1}{jkr_{23}} M_S'' \frac{e^{-jk(r_{21}+r_{23})}}{\sqrt{r_{21}r_{23}}} \frac{\partial D_s(r_{23}, 3\pi/2 - \theta, \varphi_{23})}{\partial \varphi_{23}} \} \frac{e^{-jk(d-P_{C5})}}{\sqrt{d}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

ここで、中括弧内第 1 項は、アンテナから  $Q_4$  への直接入射波による回折波、第 2, 3 項は、2 重回折波、第 4, 5 項は Slope 回折波成分である。また、 $P_{C5}$  は次式となる。

$$P_{C5} = r_{22} \cos(\theta + \varphi_{22} - \pi/2)$$

なお、仮想波源の振幅  $J_P''$ ,  $M_P''$ ,  $J_S''$  そして  $M_S''$  は次式となる。



$$\left. \begin{aligned} J_P'' &= \frac{D_s(L_d'', \varphi_{21}, \pi + \varphi_{23}) - D_s(L_a'', \pi + \varphi_{23}, \varphi_{21})}{\sqrt{L_d''} - \sqrt{L_a''}} \\ M_P'' &= \frac{\sqrt{L_d''} D_s(L_a'', \pi + \varphi_{23}, \varphi_{21}) - \sqrt{L_a''} D_s(L_d'', \varphi_{21}, \pi + \varphi_{23})}{\sqrt{L_d''} - \sqrt{L_a''}} \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

$$\left. \begin{aligned} J_S'' &= \frac{\sqrt{L_b''} D_s^{SL}(L_d'', \varphi_{21}, \pi + \varphi_{23}) - D_s^{SL}(L_a'', \varphi_{21}, \pi + \varphi_{23})}{\sqrt{L_d'' L_c''} - \sqrt{L_b'' L_a''}} \\ M_S'' &= \frac{\sqrt{L_d'' L_c''} D_s^{SL}(L_a'', \varphi_{21}, \pi + \varphi_{23}) - \sqrt{L_b'' L_a''} D_s^{SL}(L_d'', \varphi_{21}, \pi + \varphi_{23})}{\sqrt{L_d'' L_c''} - \sqrt{L_b'' L_a''}} \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

但し,

$$L_a'' = r_{21} r_{23} / (r_{21} + r_{23}) ; L_b'' = r_{23} ; L_c'' = r_{21} + r_{23} ; L_d'' = r_{21}$$

となる。

以上から、このモデルでの総合放射特性は、第3章で求めたカウンタボイズアンテナの放射特性を与える式(2.18)に、式(5.10)と(5.11)を加えることにより算出できる。

#### 5.2.4 宮古、いわき局の垂直面放射特性

図5.7は宮古、いわきVOR局について、地形の影響を含めた場合と、含めない場合の計算結果とパラメータである。地形を含めたとき、いずれの局も水平面より上の特性はあまり変わらないが、水平面より下では大幅にレベルが低下する。0°方向の電界傾度は、宮古局では0.71dB/degが地形を考慮すると2.86dB/degに、いわき局でも0.6dB/degが1.61dB/degと、約1~2dB増加して、モデル1を適用した局(図5.4)より大幅に増加している。これは、これらの局はアンテナから海岸までの距離が長く、海岸までの丘陵が海面への入射波を遮る効果が大いいためと考えられる。

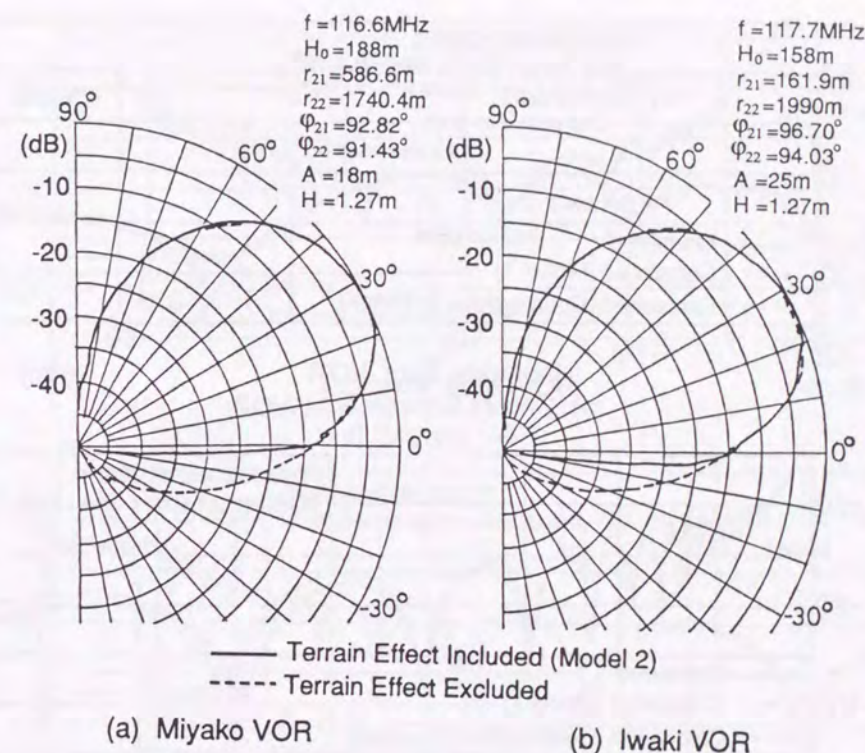


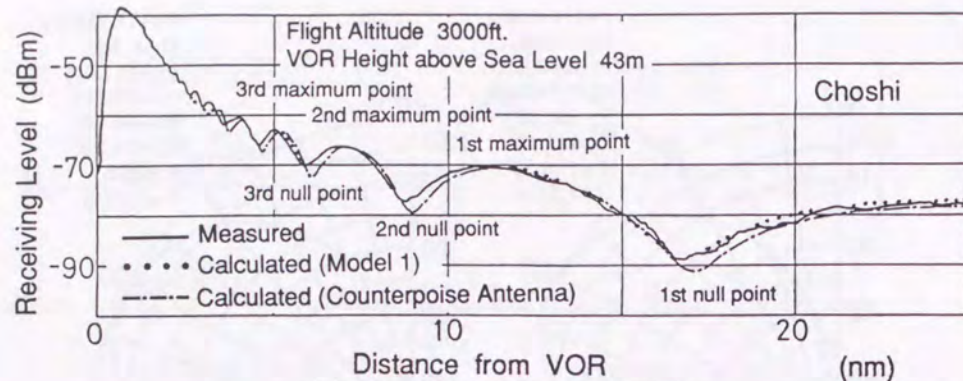
図5.7 宮古、いわきVOR局の放射特性

### 5.3 飛行実験結果と考察

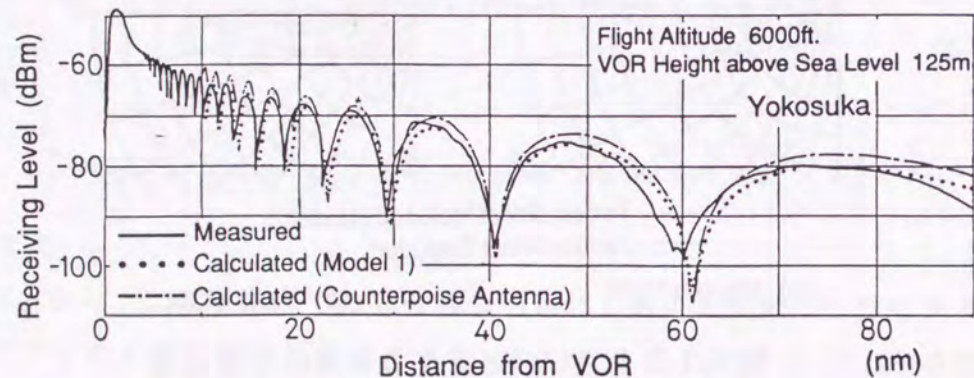
#### 5.3.1 モデル1を適用した局の海面反射波干渉特性

地形の影響を考慮したときの海面反射波干渉特性を調べるため、飛行実験を行った。実験には当所の実験用航空機を用い、VOR局を通過する放射状飛行により搬送波信号レベルを測定した。図5.8に銚子実験局、横須賀実験局(いずれもCVOR)の実測結果と、前節の方法によるこれらの局の計算結果を示す。地形の影響を含まないカウンタボイズアンテナの特性をもとにした計算結果(図の1点鎖線)と比較すると、いずれの局も地形の影響を加えた方が海面反射によるレベル変動が小さくなり、実測結果とよく一致する。特に、局に近づくにつれて海面への入射波の仰角がマイナス方向に大きくなり、地形の影響が増大するため、地形の影響を含まない計算結果では実測結果との誤差が増加している。





(a) Choshi Experimental VOR

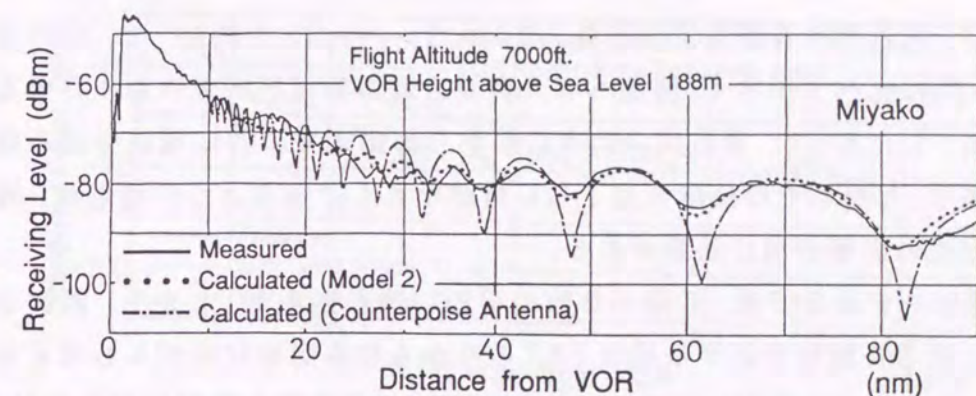


(b) Yokosuka Experimental VOR

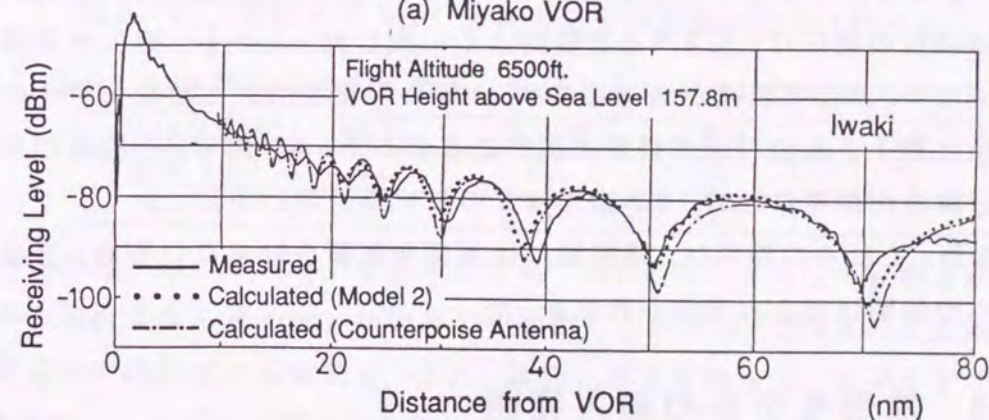
図 5.8 銚子, 横須賀 VOR 実験局の海面反射波干渉曲線

銚子局ではナル点で地形の影響を含めると 2 dB 程度レベルが高くなる。横須賀局でも地形を考慮した方がレベル変動の振幅が幾分小さくなり実測結果に近い曲線が得られるが、その変化は少ない。これは、図 5.1(b) から、この局では海岸までなだらかな斜面が続き、海面への入射波の遮蔽効果が小さいためである。なお、第 1 ナル点で実測結果と計算結果の誤差が大きいのは海面での散乱の影響と考えられる。

以上から、いずれの局でも地形の影響を考慮した方が実測結果に近い特性が得られ、地形のモデルと UTD を用いた本解析法で精度良く海面反射波の影響を解析できることが明らかとなった。



(a) Miyako VOR



(b) Iwaki VOR

図 5.9 宮古, いわき VOR 局の海面反射波干渉曲線

### 5.3.2 モデル 2 を適用した局の海面反射波干渉特性

図 5.9 に宮古 VOR 局といわき VOR 局 (いずれも DVOR) の海面反射波干渉特性の実測結果と、計算結果を示す。図には地形の影響を含まないカウンタポイズアンテナでの計算結果も加えた。これらの局は図 5.8 で示した局よりレベル変動が大幅に小さい。実測結果と計算結果を比較すると、宮古局、いわき局共に、地形を含めた計算結果は実測結果とよく一致し、ここで示したモデル化の方法が妥当なものであることがわかる。特に、宮古局では地形の影響を含めないと各ナル点で 10 ~ 15 dB 程度の大きな誤差が生じ、海面反射波の影響の正しい予測は困難である。

これらの局のレベル変動を比較すると、宮古局の方が変動が小さい。こ



れは、宮古局の海面見下ろし角（図5.6で $\varphi_{22} - \pi/2$ ）が約 $0.9^\circ$ で、いわき局の $3.7^\circ$ に比べて小さく、海面への入射波を遮る効果が大きいと考えられる。したがって、宮古局のように局から海岸までの間に電波を遮る丘陵があり、しかもその丘陵の見下ろし角が小さくできるような地形は、海面反射波の影響低減に効果がある。

地形モデル2では、丘陵を2枚の平板に置き換えた。しかし、電波を最初に遮る丘陵に対応する平板（ $S_1$ ）のみからなる簡単なモデルも考えられる。このモデルを用いて干渉特性を計算し実測結果と比較検討した結果、干渉特性の傾向は、図5.9と比較的よく一致した。しかし、第1ナル点付近では2dB程度誤差が大きくなり、2枚の平板を用いた地形モデルの方が特に第1ナル点付近で精度が高いことがわかった。但し、1枚板のモデルは解析が簡単なため、5.5節ではこのモデルを用いる。

なお、これらの地形は、直接波にはあまり影響を与えないため、方位情報への影響はほとんどみられなかった。

#### 5.4 地形モデルの適用範囲

与えられた地形をモデル1、2のどちらにモデル化すべきか、定量的に判定する方法を考えるため、地面の起伏に注目した。起伏のある地面で、電波の完全反射面とみなすことができる起伏の最大値 $T_C$ は次式で与えられる<sup>(75)</sup>。

$$T_C = \lambda / (16 \sin \varphi_i) \quad (5.14)$$

但し、 $\lambda$ は波長、 $\varphi_i$ は入射波の地面への入射角である。この式から、 $T_C$ が地面の起伏より大きい場合、地面は滑らかで鏡面反射面とみなせるが、 $T_C$ が地面の起伏より小さいと、鏡面反射面の性質が失われる。そこで、地面の起伏とこの $T_C$ を比較して適用するモデルの分類を試みる。

前述した4局について地面の起伏と $T_C$ を求め、表5.1に示す。

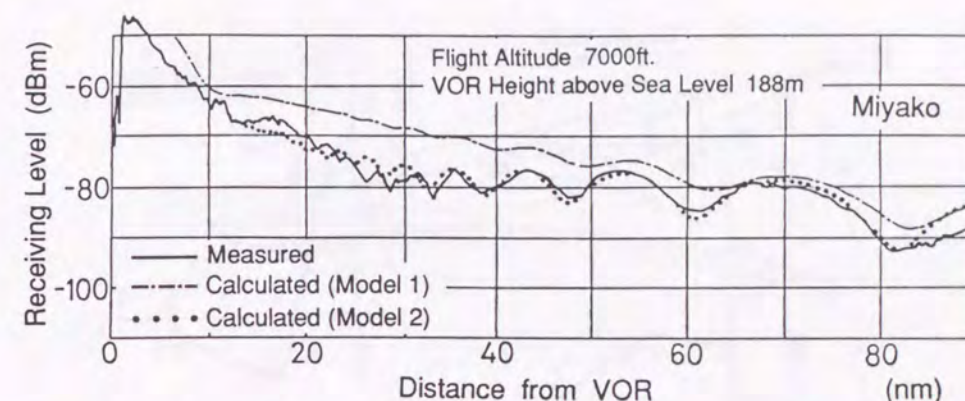


図5.10 地形モデル1、2による干渉曲線の比較（宮古局）

表5.1 設置面の起伏と鏡面反射面とみなせる起伏の最大値（ $T_C$ ）

VOR局名	銚子	横須賀	宮古	いわき
起伏 (m)	0.8	0.2	42	70
$T_C$ (m)	3.6	2.3	11.3	2.6

各局の起伏は、モデル1を適用した局では、図5.1に示した破線と設置地面の起伏差から求めた。モデル2を適用した局では、図5.5の1点鎖線と地面との起伏差から求めた。また、地面への入射角 $\varphi_i$ は、モデル1では図5.2の $\varphi_{13}$ 、モデル2では図5.6の $\varphi_{22} - \pi/2$ とした。この表から、銚子局、横須賀局は起伏が $T_C$ より小さく、地面はほぼ鏡面反射面とみなせるため、モデル1の適用が妥当と考えられる。一方、宮古局といわき局では地面が粗い反射面となるため、これを完全散乱体と考え、モデル2を適用する。

この分類法の妥当性を調べるため、銚子、横須賀局の地形を図5.2のエッジ $Q_3$ の部分に完全導体の遮蔽があるとしてモデル2に、また、宮古、いわき局の地形を図5.5の1点鎖線で示したような完全導体の地面があるとしてモデル1にモデル化した。図5.10は、宮古局をモデル1、2の両方にモデル化して得られた垂直面放射特性から、海面反射波干渉特性を計算したものである。モデル2を用いた曲線は、図5.9(a)と同じで実測結果とよく一致している。しかし、モデル1を適用した曲線は、受信レベル、レベル変動幅とも実測結果と一致せず、特に10～40nm付近のレベル変動はその傾向が大きく異なっている。

計算結果と実測結果の比較を定量的に行うため、海面反射波干渉曲線



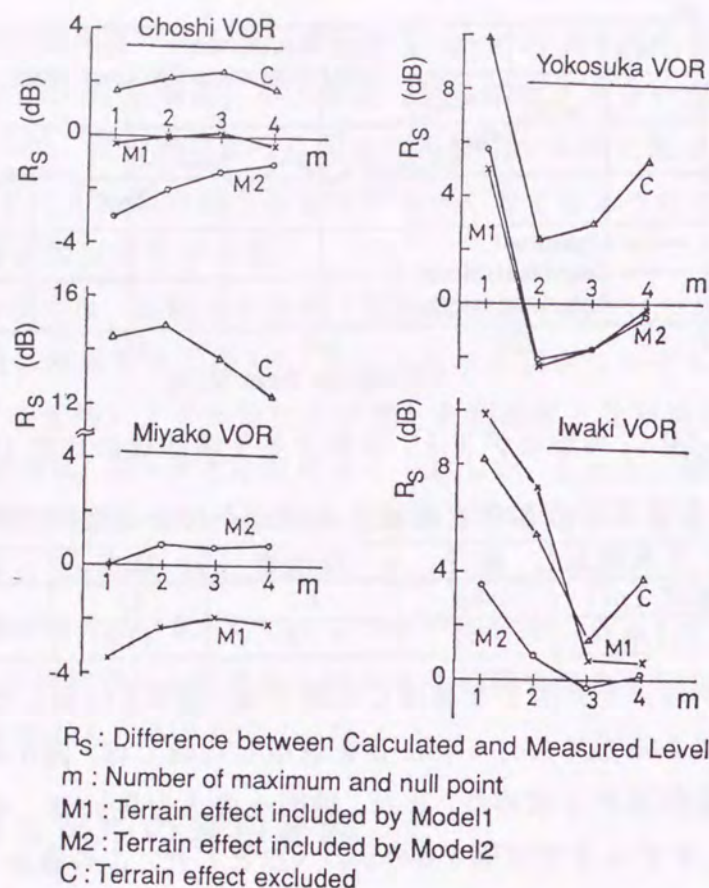


図 5.11 海面反射波干渉曲線のレベル差の比較

におけるナル点と、最高点間のレベル差（電界変動幅）を用いる。このため、干渉曲線における隣り合うナル点と最高点の間のレベル差について計算結果と実測結果の差を求め  $R_S$  とする。即ち、

$$R_S = \{(\text{第 } m \text{ 最高点のレベル}) - (\text{第 } m \text{ ナル点のレベル})\}_{(\text{計算値})} - \{(\text{第 } m \text{ 最高点のレベル}) - (\text{第 } m \text{ ナル点のレベル})\}_{(\text{実測値})} \quad (5.15)$$

を求める。この  $R_S$  は、計算が実測結果と近くなるほど零に近づく。この式の変数  $m$  を 1 から 4 まで変えたときの  $R_S$  の計算結果を図 5.11 に示す。ここで、M1 はモデル 1、M2 はモデル 2 そして、C は、カウンタポイズアンテナでの計算結果である。

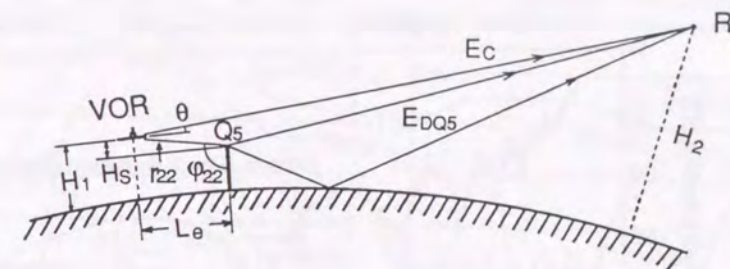


図 5.12 1 ナイフエッジモデル

この図から、銚子局は、モデル 1 で実測結果とよく一致し、宮古、いわき局ではモデル 2 を用いた計算の方が実測結果とよく一致している。しかし、横須賀局ではどちらのモデルでも大きな差異は見られなかった。これは、横須賀局では設置地面の長さ（図 5.2 の  $D_{Q3}$ ）が短かく、この地面での反射波の影響を考えるモデル 1 でも、その影響を無視するモデル 2 でも大きな違いが生じないためと考えられる。

以上から、与えられた地形に適したモデルの選定には地面が完全反射面かどうかの判定式 (5.14) が利用できることがわかった。

## 5.5 地形を利用した海面反射の影響低減法

### 5.5.1 地形のモデル化と干渉特性

これまでの考察から、周辺地形による海面への入射波の遮蔽効果により、海面反射波の影響を大幅に低減できる見込みがあることが明らかとなった。このため、干渉の低減に地形を利用し、干渉低減に適した地形の条件などについて、簡易かつ定量的に表す方法について検討する<sup>(76),(77)</sup>。

VOR 局から海岸までの地形は、その起伏に応じて 2 種類にモデル化できるが、実際は局と導体平板からなる地形モデル 2 を適用できる局が多い。そこで、ここではこのモデルを取り上げ、簡単のため 2 番目の平板を省略したアンテナと 1 枚の平板からなるモデル（1 ナイフエッジモデル）を考えた。図 5.12 にこのモデルの構成図を示す。このモデルに含まれるパラメータと海面反射波干渉特性の関係について調べる。



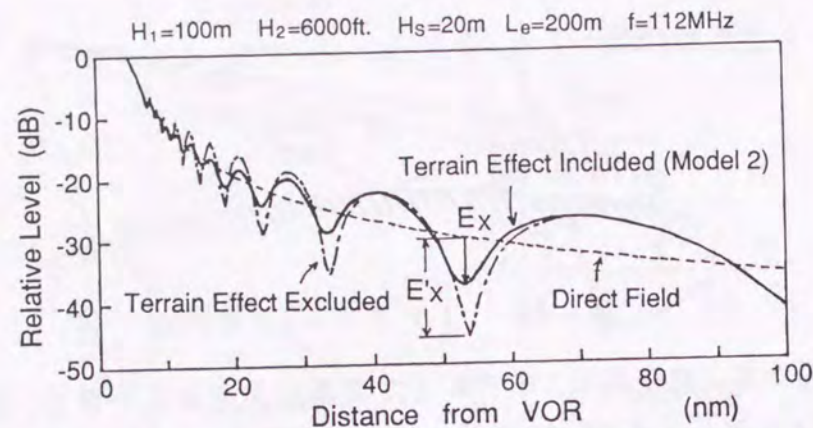


図 5.13 1 ナイフエッジモデルによる海面反射波干渉曲線

図 5.13 にこのモデルを用いた海面反射波干渉特性の計算例を示す。ここで、実線は図 5.12 の地形モデルによる計算結果、1 点鎖線は、地形を含まないカウンタポイズアンテナによる計算結果、そして、破線は海面反射波がない直接波のみの計算結果を示す。地形の影響を含めると信号レベルの変動が小さくなる。ここで、第 1 ナル点での直接波成分のレベルと、カウンタポイズアンテナを用いたときのレベルとの差を  $E'_x$ 、地形の影響を含めた曲線と直接波成分とのレベル差を  $E_x$  とする。この  $E_x$  は、第 1 ナル点における干渉の低減効果を表し、海面反射波の影響が小さくなるほど  $E_x$  は減少して 0 dB に近づく。

### 5.5.2 地形による干渉低減効果

1 ナイフエッジモデルのパラメータとして、アンテナ高さ  $H_1$ 、飛行高度  $H_2$ 、アンテナとエッジの高さの差  $H_s$  として、アンテナからエッジまでの距離  $L_e$  がある (図 5.12 参照)。この中で  $H_2$  は普通約 5000 ~ 40000ft の範囲で変化する。このとき、第 1 ナル点でのアンテナ仰角  $\theta_{d1}$ 、 $\theta_{r1}$  の変化は小さく、 $H_2$  は地形を含めた伝搬特性にあまり影響しないといえる。そこで残り 3 つのパラメータの関係を調べる。

図 5.14 は、 $H_1$ 、 $L_e$  をパラメータとし、 $H_s$  と、干渉の低減効果  $E_x$  の関係の計算例である。図の破線は平板がないときの信号低下量で、図 5.13 の

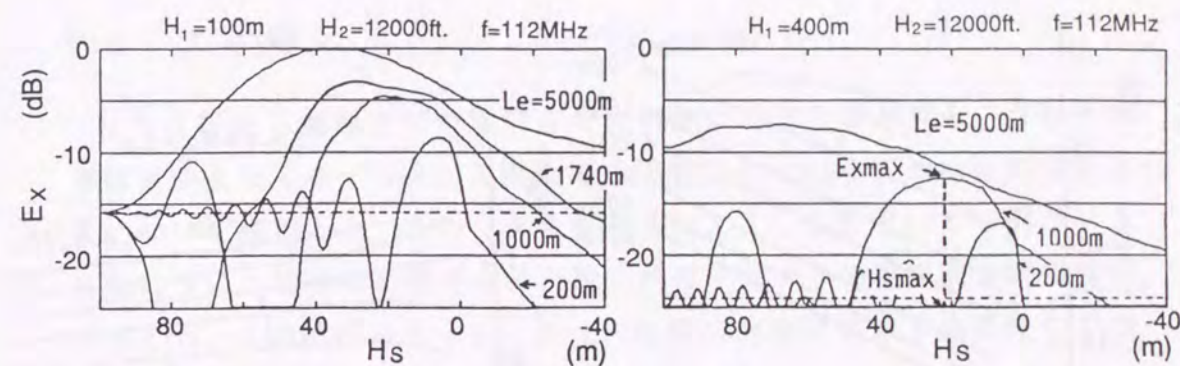


図 5.14 モデルパラメータ ( $H_1$ ,  $L_e$ ) と干渉低減効果の関係

$E'_x$  に相当する。図において、 $H_s$  が小さくなるのは遮蔽板が高くなることを意味し、海面への入射波の遮蔽効果が大きくなり、 $E_x$  が増加する。しかし、さらに遮蔽板が高くなると海面への入射波だけでなく直接波も遮蔽されるようになり、 $E_x$  は減少を始める。このため、 $E_x$  には最高点即ち、海面反射波の干渉を最小にできる点がある。図に示したように、これらの点を  $E_{xmax}$ 、そのときの  $H_s$  を  $H_{smax}$  とする。 $E_x$  は  $L_e$  が大きく、 $H_1$  が低くなるほど増加し、 $L_e$  が大きくなるほど  $H_s$  の変化に対する変化が少なくなる。なお、 $L_e = 200, 1000$  m の曲線で、最高点の左側で見られる  $E_x$  の変動は、エッジでの回折波の影響である。

$E_{xmax}$  と  $H_{smax}$  に注目し、これらと  $L_e$ 、 $H_1$  の関係を求めたのが図 5.15 である。なお、図の  $\theta_e$  は VOR 局から遮蔽板を見下ろす角度であり、 $H_{smax} \approx L_e \theta_e$  と表せる。地面の球面効果が大きい  $H_1 = 50$  m の場合を除くと、 $L_e$  の対数と  $E_{xmax}$ 、 $H_1$  と  $H_{smax}$  の間には比例関係がある。これらの関係を近似式で表現すると次式となる。

$$H_{smax} \approx L_e (0.0087 \log H_1 - 0.0133 \log L_e + 0.04) \quad (\text{m}) \quad (5.16)$$

$$E_{xmax} \approx 6.9 \log L_e - 11.6 \log H_1 - 2.8 \quad (\text{dB}) \quad (5.17)$$

式 (5.16) は干渉低減に最も適した地形を与える条件式であり、式 (5.17) は、最適地形における干渉の低減量を示す。この式において、第 1 項の係数 (6.9) より第 2 項の係数の方が大きいため、 $E_{xmax}$  を増加させるためには、 $L_e$  の増加より  $H_1$  を小さくする方が効果的であることがわかる。以上



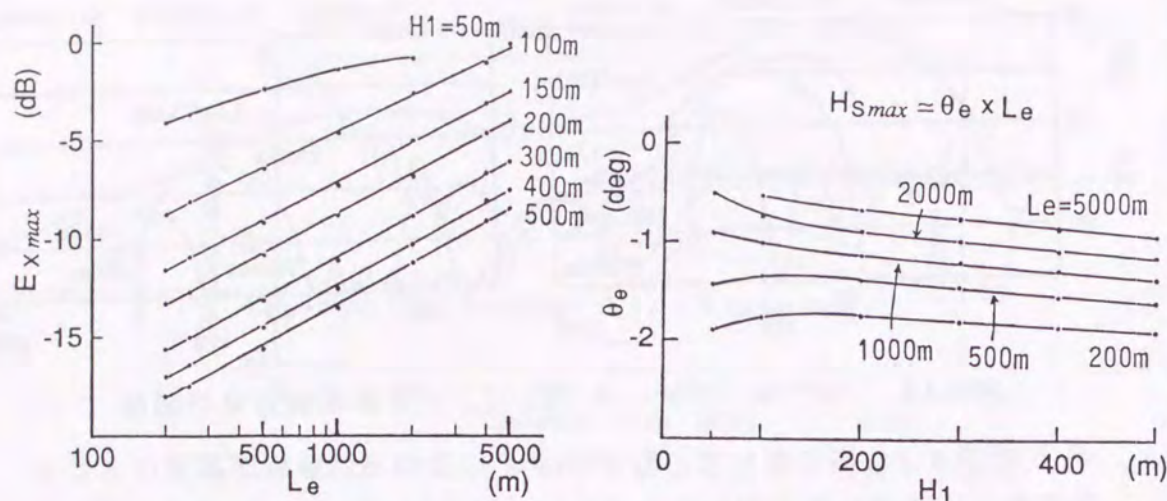


図 5.15 干渉が最小となる時のモデルパラメータの関係

から、図 5.14, 5.15 および式 (5.16), (5.17) により地形の干渉低減効果が評価できる。

### 5.5.3 実験結果と検討

この評価法を図 5.9(a) の宮古 VOR 局に適用した。宮古局の  $90^\circ$  方向の地形断面図 (図 5.5(a)) から、本評価法を適用するときに必要なアンテナ高さ  $H_1$ 、遮蔽板高さ  $H_e$  として、アンテナエッジ間距離  $L_e$  を求めると、それぞれ、 $H_1 = 188 \text{ m}$ 、 $H_e = 149 \text{ m}$ 、および  $L_e = 1740 \text{ m}$  となる。

そこで、式 (5.16), (5.17) より、 $E_{X_{max}} = -6.8 \text{ dB}$ 、 $H_{S_{max}} = 29 \text{ m}$  となる。この局では  $H_s = 39 \text{ m}$  のため、エッジ高さは最適値より約  $10 \text{ m}$  低いと考えられる。図 5.14 において、 $H_1$  が変化しても曲線はあまり変形しないため、図の  $L_e = 1740 \text{ m}$  の曲線よりエッジ高さが最適値より  $10 \text{ m}$  低いときの  $E_X$  の減少量が求まり、約  $-1.8 \text{ dB}$  となる。したがって、 $E_X$  は約  $-8.6 \text{ dB}$  と予想される。図 5.9(a) をもとに宮古局の  $E_X$  を求めると約  $-8.3 \text{ dB}$  となり、この予測値とよく一致し、ここで考えた予測法が妥当なものであることが明らかとなった。

## 5.6 まとめ

VOR 局から海岸までの地形をその特徴に応じて単純化し、台形状の導体板からなるモデルと、2 枚の導体平板からなるモデルに近似する方法について提案した。このモデルをもとに、UTD を用いて 4 例の VOR 局について地形の影響を含めた総合的なアンテナの垂直面放射特性を計算した。その特性をもとに、これらの局の海面反射波干渉特性を予測計算し、飛行実験結果と比較検討した。

さらに、海面反射の影響低減に地形を利用するため、地形を構成する主要なパラメータを考え、これらの値と干渉低減効果の関係を検討した。その結果、次のことが明らかとなった。

1. 地形の影響を含めた VOR アンテナの垂直面放射特性は、地面の起伏の大きさを判定基準とした 2 種類の地形モデルで表現できる。
2. この地形モデルの垂直面放射特性は、UTD と仮想波源法を用いた計算法により精度良く計算できる。
3. 地形をいくつかのパラメータに分類したとき、各要素と干渉の低減効果の関係は、簡単な式で表せる。
4. 海面反射波の干渉を最低にできるような地形の条件が明らかとなった。
5. ここで示した受信レベル変動の低減方法は、CVOR, DVOR の方式に関わらず利用できる。

実際に干渉の低減に最適の地形を選定することは地勢的、経済的理由などで困難なことも多いと思われる。しかし、与えられた設置候補地の評価を行ったり、干渉対策の効果を予測するとき、本方法は有効と考える。本章では、地形が海岸線方向には変化が少ないと仮定して地形の影響を 2 次元的に解析した。しかし、海岸線方向の地形が複雑な場合、地形



の影響の解析は3次元的に行う必要があると考えられ、今後の課題である。

## 第6章 ドップラーVORの固有方位誤差の解析

### 6.1 はじめに

海面反射によるVORの性能低下の要因として、これまで論じてきた受信レベル変動の他にそれに伴う方位情報の変動がある。方位変動は、受信方位や局によって個別にその表われ方や大きさが異なるなど、レベル変動とは異なる特徴を有しており、方位変動が規定を超えたために運用が制限されている局がある。この問題の解決には方位変動の発生機構を明らかにすることが必要である。

近年いくつかの実験などから、この方位変動がVORの固有方位誤差と何らかの関係があると予想できる結果が得られた<sup>(78)</sup>。このため、海面反射による方位変動とこの固有誤差との関係を明らかにすることが望まれているが、ドップラーVOR(DVOR)の固有誤差の発生原因や、その定量的な検討は充分には行われていない。特にDSB方式DVORについては、本来固有誤差が小さいこともあり、ほとんど研究されていない。今後のVORの信頼性向上と高精度化をめざすため、方位誤差の発生機構を明らかにし、その低減方法を検討することは重要である。特にDSB方式は、今後国内の標準方式として採用されることとなり、最近設置数が増加している。この方式の特徴を生かし、方位情報の信頼性を高めるには精度良い固有誤差解析法が必要である。

カウンタボイズによる側波帯レベル変動などが固有誤差を引き起こすことは早くから予想されていたが<sup>(8)</sup>、その大きさに関する定量的な解析は、SSB方式DVORに関する長岡らの報告<sup>(79)</sup>を除けば少ない。また、



D S B方式を含むD V O Rの誤差を表現するため、アンテナ素子の放射特性が方位情報に与える影響について検討されたが<sup>(80)</sup>、放射特性の変化を引き起こす機構の考察や、定量的な固有誤差予測はあまり行われていない。

そこで、本章ではD S B方式の固有誤差発生機構を明らかにすると共に、D S B, S S B両方式の誤差を定量的に予測する方法を提案している<sup>(81),(82)</sup>。ここでは、カウンタボイズの影響による誤差と、これまで十分に検討されていなかったディストリビュータでの信号切換えによる誤差、およびアンテナ素子間の相互結合による誘導電流に注目し、その算出に必要なアンテナインピーダンス他の基本データを実験的に取得して、この電流により引き起こされる誤差について検討する。

まず、6.2において、D V O Rアンテナ系の構成と動作原理について簡単に述べる。6.3では、カウンタボイズがV O R信号に与える影響と、それにもとづく誤差の計算法を示す。6.4では、ディストリビュータの影響による方位誤差の発生機構と誤差の計算方法を論じる。6.5では、アンテナ素子間の相互結合について2種類の場合を考え、それぞれに対する誘導電流を実験的に求める方法を示す。また、誘導電流が引き起こす誤差の算出法と計算例を示す。6.6では、ここで考えた3つの誤差源がV O R信号に与える影響を統合し、総合的な固有誤差の解析法を求める。この解析法による計算結果とD V O R実験局による実測結果とを比較検討し、その妥当性を検証する。

## 6.2 D V O Rアンテナの構成と動作原理

図6.1はD V O Rアンテナの動作を示すアンテナ配置図である<sup>1</sup>。これは、搬送波アンテナ $A_c$ と、これを中心とする半径 $r$ の円周上の50本の側波帯アンテナ、そして下方への放射を減らすためのカウンタボイズからなる。これらのアンテナに磁北方向を基準として1～50と番号をつける。側波帯アンテナはディストリビュータに接続され、毎秒30回の割

<sup>1</sup>これは図2.10と同じであるが、本章での解析の基礎となるため、再び記した。

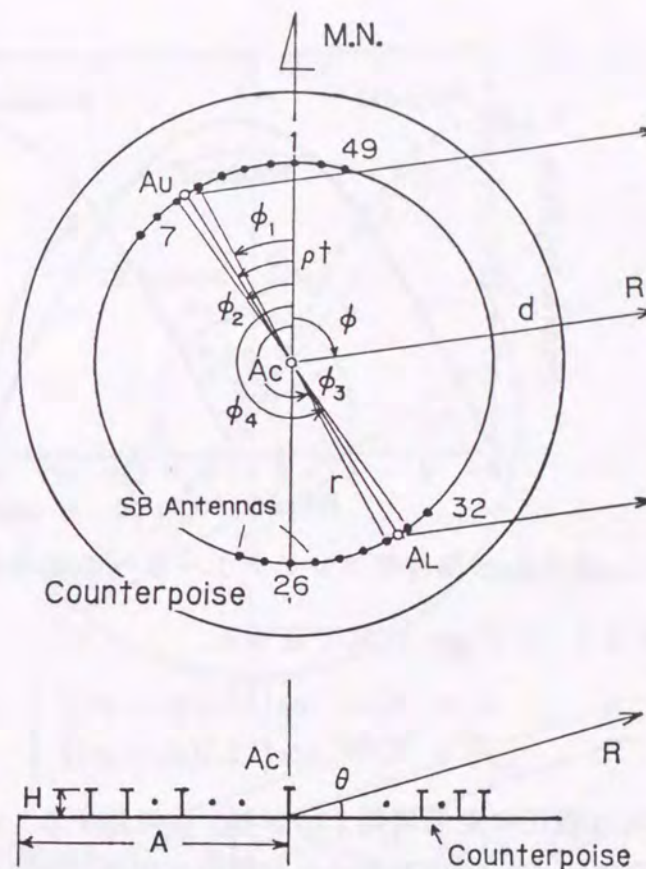


図6.1 D V O Rアンテナ配置図

合で順次切換え給電される。 $A_u$ ,  $A_L$ は、円周上をなめらかに回転する仮想アンテナである。

現在のディストリビュータは、仮想アンテナ $A_u$ ,  $A_L$ をはさむそれぞれ2本の固定アンテナが給電状態となるよう設計されている。給電状態のアンテナ番号を $n_1$ ,  $n_2$  (上側波帯), および $n_3$ ,  $n_4$  (下側波帯)とし、それらが磁北となす角を $\phi_1 \sim \phi_4$ とする。例えば、 $A_u$ ,  $A_L$ が図6.1の位置にあるとき、 $n_1 \sim n_4$ はそれぞれ5, 6, 30および31で、 $\phi_1 \sim \phi_4$ はそれぞれ $28.8^\circ$ ,  $36^\circ$ ,  $208.8^\circ$ および $216^\circ$ となる。

側波帯アンテナへの供給電圧の波形は、図2.12に示されているように1/750秒周期で正弦波状に変化する。そこで、 $n_1 \sim n_4$ への入力電圧を $V_1 \sim$



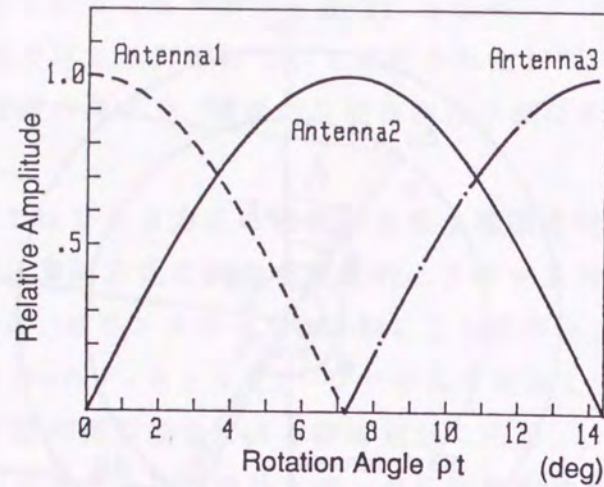


図 6.2 側波帯アンテナ 1～3 への給電電圧

$V_4(V)$  とすると、これらは次式で表せる。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_3 = \cos\{12.5(\phi_1 - \rho t)\} \\ V_2 &= V_4 = \cos\{12.5(\phi_2 - \rho t)\} \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

ここで、12.5は電圧の変動周期(1/750秒)に対応する。また、 $\rho = 2\pi \times 30$ である。図6.2に $t=0 \sim 1/750$ 秒間(この間の仮想アンテナ回転角度は $14.4^\circ$ )でのアンテナ番号1～3への信号給電状況を示す。時間の経過と共に1番目のアンテナへの供給電圧が余弦波的に減少し、2番目のアンテナへの電圧は正弦波的に増加している。この給電方法によって、なめらかなアンテナ回転を模擬している。

アンテナが開放状態のときは、側波帯アンテナ間の相互結合による誘導電流が最小となるようアンテナ—ディストリビュータ間のケーブル長さが調整される。調整は、ディストリビュータを停止して固定した4本の側波帯アンテナに給電して、それに隣接する4本について行う。給電アンテナを順次切換え、すべての側波帯アンテナについて同様に調整する。

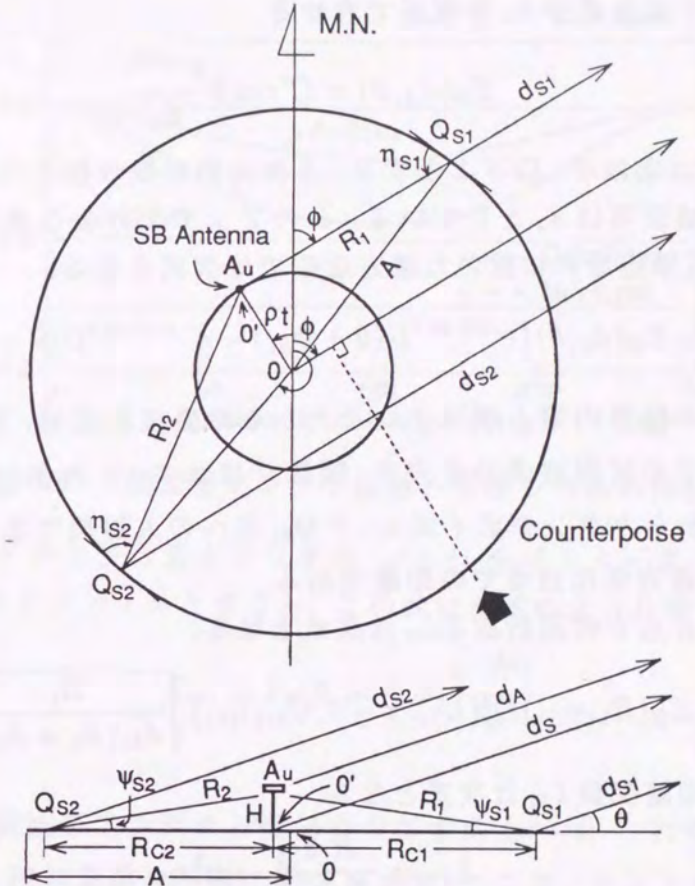


図 6.3 DVORアンテナ上面図と側面図

## 6.3 カウンタボイズの影響による固有誤差

### 6.3.1 側波帯アンテナの回転によるレベル変動

図6.3は、DVORアンテナの上面図と、受信方位角に垂直な方向( $\phi + \pi/2$ 方向)から見た側面図である。側波帯アンテナが回転すると、受信点方向のカウンタボイズの大きさが変化する。この配置では側波帯アンテナに対しカウンタボイズは対称とならないため、UTDを用いた受信レベルの計算は3次元的に行う必要がある。

まず、仮想側波帯アンテナ $A_u$ を考え、これから距離 $d_A$ 、仰角 $\theta$ の遠方受



信点での直接波成分  $E_B$  は次式で表せる.

$$E_B(d_A, \theta) = C' \cos \theta \frac{e^{-jk d_A}}{d_A} \quad (6.2)$$

ここで  $C'$  は定数で、以下 1 とする. 3 次元的に取り扱うため、この式で距離による減衰項は  $d_A$  としている. このアンテナによる幾何光学成分  $E_{GS}$  は、位相基準点を  $0'$  に置いた遠方近似では次式となる.

$$E_{GS} \simeq E_B(d_S, \theta) \{ e^{jkH \sin \theta} U(\theta + \psi_{S1}) - e^{-jkH \sin \theta} U(\theta - \psi_{S1}) \} \quad (6.3)$$

ここで、中括弧内第 1 項はアンテナからの直接波成分、第 2 項はカウンタボイズでの反射波成分を表す. 関数  $U$  はユニットステップ関数、 $\psi_{S1}$  は、アンテナからカウンタボイズエッジ  $Q_{S1}$  点への入射角である. また、 $d_S$  は  $0'$  点から遠方受信点までの距離である.

次に、 $Q_{S1}$  点での回折波  $E_{DS1}$  は次式となる.

$$E_{DS1} = E_B(R_1, \psi_{S1}) D_s^3(L_{S1}, \pi - \theta, \psi_{S1}; \eta_{S1}) \sqrt{\frac{R_1}{d_{S1}(R_1 + d_{S1})}} e^{-jk d_{S1}} \quad (6.4)$$

ここで、距離関数  $L_{S1}$  は次式となる.

$$L_{S1} = \frac{R_1 d_{S1}}{R_1 + d_{S1}} \sin^2 \eta_{S1}$$

$R_1$  はアンテナから  $Q_{S1}$  点までの距離、 $d_{S1}$  は  $Q_{S1}$  から受信点までの距離、 $\eta_{S1}$  は、 $Q_{S1}$  でのカウンタボイズに対する接線と入射波とのなす角 (図 6.3 参照) である. また、 $D_s^3$  は 3 次元の回折関数で、次式で与えられる<sup>(66)</sup>.

$$D_s^3(L, \alpha, \beta; \gamma) = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k} \sin \gamma} \left\{ \frac{F(2kL \cos^2 \frac{\alpha - \beta}{2})}{\cos \frac{\alpha - \beta}{2}} \mp \frac{F(2kL \cos^2 \frac{\alpha + \beta}{2})}{\cos \frac{\alpha + \beta}{2}} \right\} \quad (6.5)$$

この関数は、エッジとのなす角  $\gamma = \pi/2$  とすると、式 (2.14) の 2 次元の回折関数となる.

同様に  $Q_{S2}$  点での回折波  $E_{DS2}$  も計算できるため、側波帯アンテナからの放射波  $E_{SU}$  は、位相基準点を  $0'$  点に置くと次式で与えられる.

$$E_{SU} = E_{GS} + \{ E_{DS1} e^{jkR_{C1} \cos \theta} + E_{DS2} e^{jkR_{C2} \cos 2\eta_{S2} \cos \theta} \} e^{-jk d_S} \quad (6.6)$$

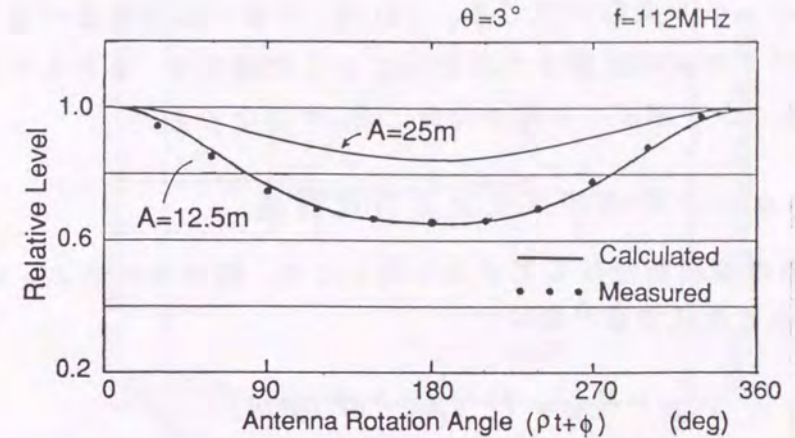


図 6.4 側波帯アンテナ位置と受信レベルの関係

側波帯アンテナと受信点とのなす角  $(\rho t + \phi)$  をパラメータとした垂直面指向性関数を  $F_s(\theta, \rho t + \phi)$  とすると、この式は次式のように書き直せる.

$$E_{SU} \equiv F_s(\theta, \rho t + \phi) \frac{e^{-jk d_S}}{d_S} \quad (6.7)$$

図 6.4 に、側波帯アンテナと受信点のなす角  $(\rho t + \phi)$  (これを相対受信方位と呼ぶ) と相対受信レベルの関係を示す. ここで、アンテナの仰角  $\theta$  は  $3^\circ$ 、側波帯アンテナの回転半径  $r$  は 6.5 m とし、カウンタボイズ半径  $A$  は 12.5, 25 m とした. また、図には 10 分の 1 縮尺模型アンテナを用いた実測結果も示している.

側波帯アンテナが受信方位と同一方向  $(\rho t + \phi = 0^\circ)$  のとき、受信方向でのカウンタボイズの広さは最小となるため、レベルは最高となる. 一方、アンテナが受信方位と逆方向  $(\rho t + \phi = 180^\circ)$  のとき、レベルは最低となる. アンテナが受信方位と同一方向の場合と逆方向の場合との実効的なカウンタボイズ広さの比は、その半径および仰角  $\theta$  の増加に伴い小さくなるため、相対受信方位に対するレベル変化は、カウンタボイズ径や  $\theta$  の増加と共に小さくなる. なお、半径  $A = 12.5$  m での実測結果は計算結果とよく一致しており、この計算法の妥当性が明らかとなった.

以上から、側波帯はカウンタボイズの影響により、アンテナの 1 回転で



1 周期のレベル変動が生じる。これは、本来一定であるべき側波帯信号が 30 Hz で振幅変調されていることを意味する。またこの変動の大きさは、カウンタボイズの径や仰角によって変化する。

### 6.3.2 カウンタボイズによる方位誤差

搬送波の放射特性は C V O R と同じため、搬送波成分  $E_{CC}$  は式 (2.7), (2.18) より次式で表せる。

$$E_{CC} = F_C(\theta)(1 - m_a \sin \rho t) \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (6.8)$$

側波帯成分  $E_{SC}$  は、式 (2.8) および (6.7) より次式で与えられる。

$$E_{SC} = F_S(\theta, \rho t + \phi) q'_u \frac{e^{j\{\omega_1 t - k_1 d + k_1 r \cos(\rho t + \phi) \cos \theta\}}}{d} + F_S(\theta, \rho t + \phi + \pi) q'_l \frac{e^{j\{\omega_2 t - k_2 d - k_2 r \cos(\rho t + \phi) \cos \theta\}}}{d} \quad (6.9)$$

ここで、 $q'_u$ ,  $q'_l$  は側波帯  $E_{SC}$  と搬送波  $E_{CC}$  との平均振幅比が  $\theta = 0$  で 0.3 となるように設定される。遠方受信点での V O R 信号はこれらの成分の合成となり、受信機検波出力  $V_{DET}^c$  はその振幅に比例するため、次式で表せる。

$$V_{DET}^c \simeq |1 - m_a \sin \rho t + q_u V_{SC}^u e^{j(v+u_c)} + q_l V_{SC}^l e^{-j(v+u_c)}| \quad (6.10)$$

ここで、 $V_{SC}^u$ ,  $V_{SC}^l$  は副搬送波の振幅、 $v$  および  $u_c$  はそれぞれ副搬送波の周波数項と位相項で、次式で与えられる。

$$q_u V_{SC}^u = q'_u \left| \frac{F_S(\theta, \rho t + \phi)}{F_C(\theta)} \right|, \quad q_l V_{SC}^l = q'_l \left| \frac{F_S(\theta, \rho t + \phi + \pi)}{F_C(\theta)} \right|$$

$$v = \rho_1 t, \quad u_c = kr \cos(\rho t + \phi) + \arg\left\{ \frac{F_S(\theta + \rho t)}{F_C(\theta)} \right\}$$

なお、 $\arg(X)$  は複素数  $X$  の偏角を与える関数である。この出力から基準位相成分を抽出するため、上式をフーリエ級数展開すると次式となる。

$$V_{DET}^c \simeq a_0 + a_1 \cos \rho t + a_2 \cos 2\rho t + \dots + b_1 \sin \rho t + b_2 \sin 2\rho t + \dots \quad (6.11)$$

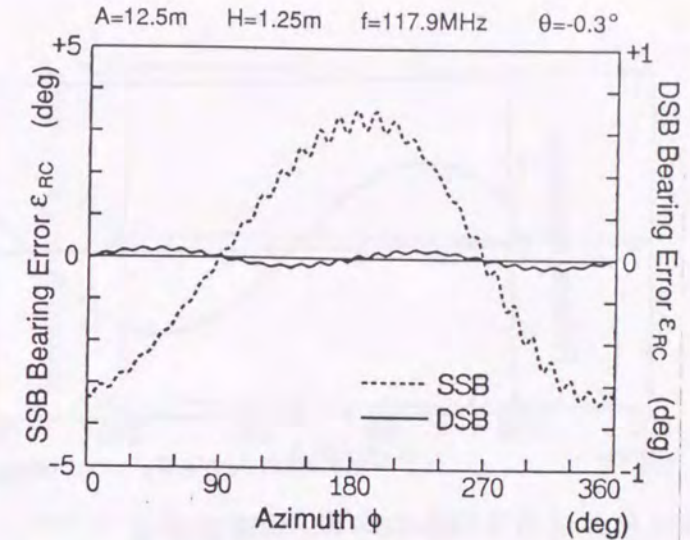


図 6.5 カウンタボイズの影響による基準位相成分での誤差

$\cos 2\rho t$ ,  $\sin 2\rho t$  以降の高次の項はフィルタで除去されるため、出力される基準位相成分  $V_{REF}$  は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} V_{REF} &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \sin(\rho t + \varepsilon_{RC}) \\ \varepsilon_{RC} &= \tan^{-1}(a_1/b_1) \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

ここで、 $\varepsilon_{RC}$  が基準位相成分での方位誤差を表す。

図 6.5 に受信方位  $\phi$  に対する  $\varepsilon_{RC}$  の計算例とパラメータを示す。SSB 方式では、約  $\pm 3.3^\circ$  の振幅をもつ 1 周期の大きな方位変動 (2 分円誤差) が生じている。また、曲線の形は方位  $180^\circ$  に関して対称にはなっていないため、さらに高次の誤差も加わっていることがわかる。この誤差は、側波帯アンテナの回転に伴い側波帯レベルが変動し、これが搬送波の 30 Hz 基準位相信号に混変調を引き起こして生じる。一方、周期の短い誤差は側波帯内の位相変調成分が原因と考えられる。

DSB 方式では大幅に誤差が減少する。これは、上側波帯と下側波帯で互いに逆相の誤差が生じて、これらが打消し合うためである。しかし、約  $\pm 0.05^\circ$  の振幅をもつ 4 分円誤差と周期の短い誤差は残留している。この誤差は、受信仰角  $\theta$  が大きくなるといずれの方式でも小さくなる。

次に、可変位相成分での誤差を考える。検波出力から 9960 Hz フィルタで副搬送波を取り出し、その位相項  $u_c$  を 2.4 節の手順で時間微分すると



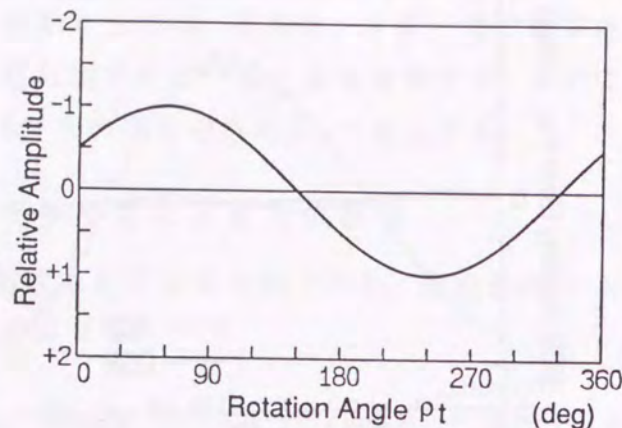


図 6.6 FM 復調波形

FM 復調信号  $V_{FMDET}$  が得られる。FM 復調信号の  $\phi = 30^\circ$  における計算例を図 6.6 に示す。なお、他のパラメータは図 6.5 と同じである。復調波形はなめらかな正弦波となっている。これは、副搬送波位相項の第 2 項 ( $\arg\{F_S(\theta + \rho t)/F_C(\theta)\}$ ) が第 1 項に比べて大幅に小さいためである。この曲線から基本波成分を抽出するため FM 復調信号をフーリエ級数表示すると次式となる。

$$V_{FMDET} \simeq a'_0 + a'_1 \cos \rho t + a'_2 \cos 2\rho t + \dots + b'_1 \sin \rho t + b'_2 \sin 2\rho t + \dots \quad (6.13)$$

可変位相成分  $V_{VAR}$  はこの式の基本角周波数成分から求まり、次式で表せる。

$$\left. \begin{aligned} V_{VAR} &\simeq \sqrt{a_1'^2 + b_1'^2} \sin(\rho t + \phi - \epsilon_{VC}) \\ \epsilon_{VC} &= \phi - \tan^{-1}(a_1'/b_1') \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

可変位相成分での誤差は、この  $\epsilon_{VC}$  で与えられる。図 6.7 は  $\epsilon_{VC}$  の計算例で、SSB、DSB 両方式とも同じである。FM 復調波形 (図 6.6) がひずみの少ない正弦波となっていることから予想できるように、この成分で誤差はほとんど生じない。

以上から、カウンタボイズによる誤差は、基準位相成分で発生し、SSB 方式では大きな 2 分円誤差が生じ、DSB 方式では小さな 4 分円誤差が生じることがわかった。

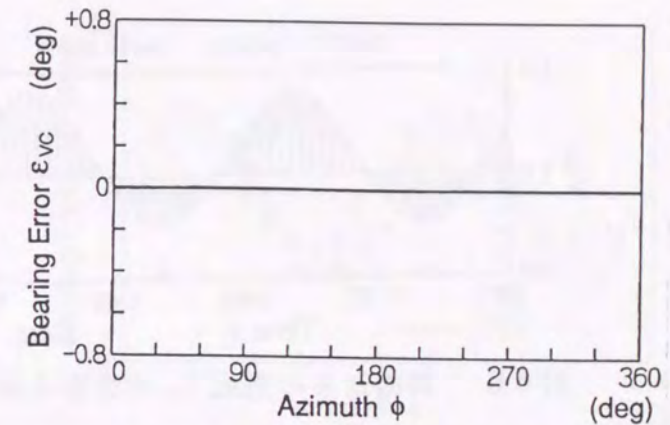


図 6.7 カウンタボイズの影響による可変位相成分での誤差

## 6.4 ディストリビュータの影響による固有誤差

### 6.4.1 ディストリビュータの側波帯信号への影響

ディストリビュータにより 50 本の側波帯アンテナに給電される信号の振幅は式 (6.1) の  $V_1 \sim V_4$  で表せる。このため、受信点 R で得られる側波帯  $E_{SD}$  は次式で与えられる<sup>(83)</sup>。

$$\begin{aligned} E_{SD} &\simeq q_u \{V_1 e^{j(v+g)} + V_2 e^{j(v+h)}\} \frac{e^{j(\omega_1 t - k_1 d)}}{d} \\ &\quad + q_l \{V_1 e^{-j(v+g)} + V_2 e^{-j(v+h)}\} \frac{e^{j(\omega_2 t - k_2 d)}}{d} \\ &\simeq [q_u V_{Sd} e^{j\{v+u_d\}} + q_l V_{Sd} e^{-j\{v+u_d\}}] \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \end{aligned} \quad (6.15)$$

ここで、 $g = kr \cos(\phi_1 + \phi)$ 、 $h = kr \cos(\phi_2 + \phi)$  で、 $V_{Sd}$  と  $u_d$  はそれぞれ副搬送波の振幅と位相項である。なおここで、アンテナの放射特性は全方向性とし、カウンタボイズの影響は無視している。

側波帯アンテナの 1 回転に相当する  $t = 1/30$  秒間での、副搬送波レベル  $V_{Sd}$  の変動を図 6.8 に示す。但し、受信方位  $\phi = 30^\circ$  とした。本来一定であるべき副搬送波は、1/60 および 1/1500 秒の周期でレベルが変動している。これは、隣接する 2 本の側波帯アンテナからの放射波の干渉と、図 6.2 に示したアンテナへの切換え波形が原因である。

一方副搬送波の位相は、離散的に配置されたアンテナに順次給電する



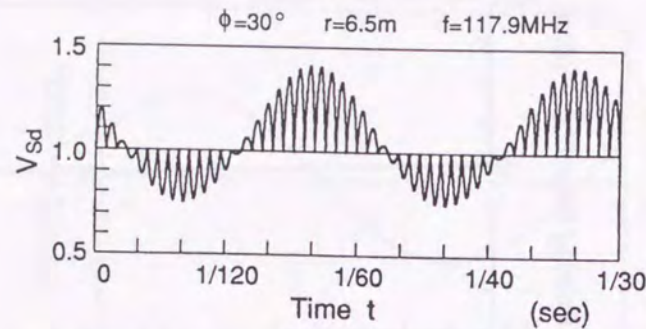


図 6.8 副搬送波の振幅  $V_{Sd}$  の変動特性

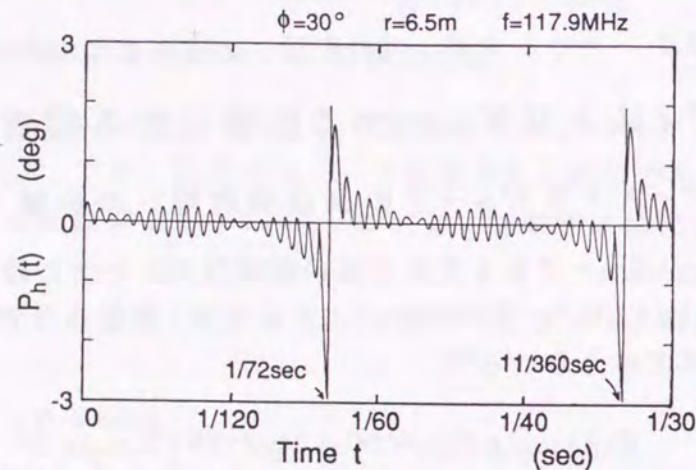


図 6.9 回転アンテナとディストリビュータ給電の側波帯位相差

方式のため、本来の位相変化の他に一種の位相変調を受けると考えられる。そこで、この位相項  $u_d$  と、機械的に回転するアンテナの位相項  $(kr \cos(\rho t + \phi))$  との差  $P_h(t) (= u_d - kr \cos(\rho t + \phi))$  の  $\phi = 30^\circ$ 、 $0 \leq t \leq 1/30$  秒間での計算例を図 6.9 に示す。1/30 秒の間に 50 回の位相変動が生じている。給電されるアンテナの位置が受信方位かその反対方向になる時間 (11/360 秒) (1/72 秒) において変動が最大になる。これは、現在の方式のディストリビュータ給電では、この付近の位相変化を近似できないことを意味する。

以上から、実際の側波帯アンテナにより発生される側波帯信号は、理想的な側波帯信号に比べ 2 周期の振幅変調と、50 周期の位相変調を受けることがわかる。

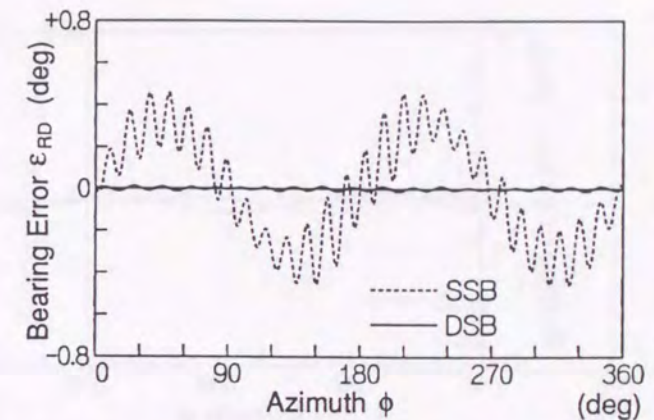


図 6.10 ディストリビュータの影響による基準位相成分での誤差

#### 6.4.2 ディストリビュータによる方位誤差

ディストリビュータを使った DVOR からの信号は、式 (2.7) の  $E_C$  と、式 (6.15) の  $E_{SD}$  の合成となり、受信機検波出力  $V_{DET}^d$  は次式で表せる。

$$V_{DET}^d \simeq |1 - m_a \sin \rho t + q_u V_{Sd} e^{j(v+u_d)} + q_l V_{Sd} e^{-j(v+u_d)}| \quad (6.16)$$

したがって、6.3.2 と同様の手順で基準位相成分と可変位相成分での誤差が計算できる。

図 6.10 は受信方位  $\phi$  に対する基準位相成分での誤差  $\epsilon_{RD}$  の計算例を示す。計算に用いたパラメータは図 6.5 と同じである。SSB 方式では、約  $\pm 0.3^\circ$  の 4 分円誤差と、約  $\pm 0.15^\circ$  の周期の短い誤差が重なった曲線となる。4 分円誤差は、側波帯レベルが 2 周期の変動をしていることが原因で、周期の短い誤差は側波帯内の位相変調成分が原因と考えられる。一方、DSB 方式ではほとんど誤差が生じない。これは、上側波帯と下側波帯成分による誤差の振幅が反対であり、互いに打消されるためで、カウンタポイズの影響による 2 分円誤差が DSB 方式で発生しないのと同じ原理である。

図 6.11 は、受信方位  $\phi$  に対する可変位相成分での誤差  $\epsilon_{VD}$  の計算例を示す。これは、SSB、DSB の両方式とも同じで、約  $\pm 0.07^\circ$  の 4 分円誤差が生じる。これは、FM 復調波形のひずみが原因と考えられる。基準位相成分に現れる誤差と比較すると、SSB 方式では基準位相成分での誤差



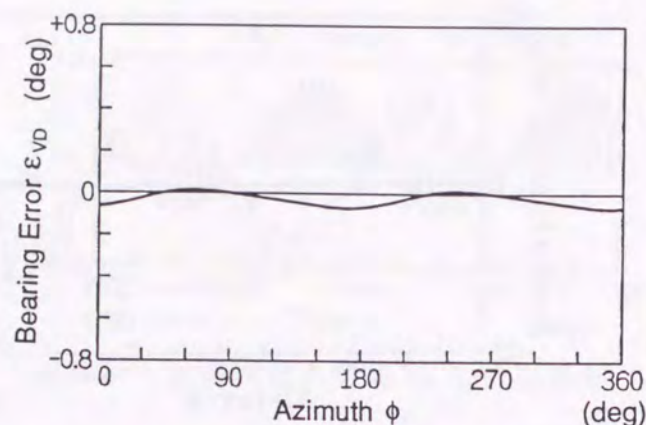


図 6.11 ディストリビュータの影響による可変位相成分での誤差

の方が大きい、DSB方式では基準位相成分ではほとんど誤差が生じないため、可変位相成分での誤差が中心となる。

以上から、ディストリビュータの影響による固有誤差は、 $\epsilon_{RD}$  と  $\epsilon_{VD}$  との和となり、図 6.12 にその計算例を示す。SSB方式では基準位相成分での誤差の影響が大きく、約  $\pm 0.3^\circ$  の 4 分円誤差と周期の短い誤差が生じる。DSB方式では可変位相成分での誤差の影響が大きい。しかし、誤差の大きさは約  $\pm 0.07^\circ$  と SSB方式より大幅に小さい。

ディストリビュータによる誤差は、側波帯アンテナへの現在の給電方式、即ち、常に隣接する 2 本のアンテナに給電され、切換え波形が正弦波状になっていることにより生じる。このため、カウンタボイズの影響による誤差と異なり、カウンタボイズの大きさや仰角などの影響は受けない。

## 6.5 アンテナ素子間の相互結合による固有誤差

### 6.5.1 側波帯アンテナ間の相互結合

まず、側波帯アンテナ間の相互結合により互いに隣接するアンテナに誘導される電流について考える。側波帯アンテナ間に相互結合があるとき、図 6.1 のように給電状態のアンテナ番号を  $n_1$ ,  $n_2$  とし、それらに式 (6.1) で表される側波帯信号電圧  $V_1$ ,  $V_2$  を給電したときの電流をそれぞれ  $I_1$ ,  $I_2$

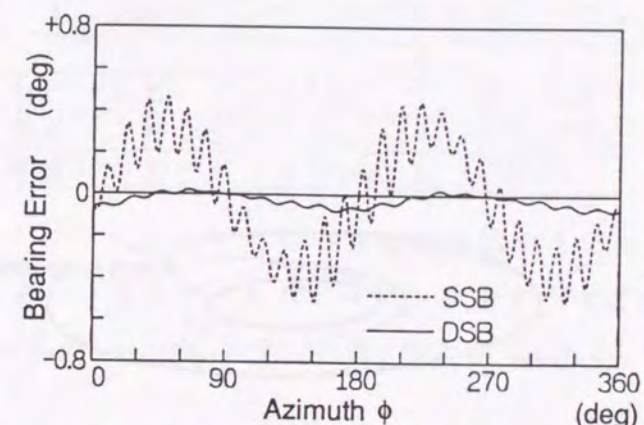


図 6.12 ディストリビュータの影響による合成誤差

(A) とすると、回路網理論により次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{Z_{n2} + Z_{Ln2}}{(Z_{n1} + Z_{Ln1})(Z_{n2} + Z_{Ln2}) - Z_{n12}^2} \left\{ V_1 - \frac{Z_{n12}}{Z_{n2} + Z_{Ln2}} V_2 \right\} \\ I_2 &= \frac{Z_{n1} + Z_{Ln1}}{(Z_{n1} + Z_{Ln1})(Z_{n2} + Z_{Ln2}) - Z_{n12}^2} \left\{ V_2 - \frac{Z_{n12}}{Z_{n1} + Z_{Ln1}} V_1 \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6.17)$$

ここで、 $Z_{n1}$ ,  $Z_{n2}$  はそれぞれ  $n_1$ ,  $n_2$  の自己インピーダンス、 $Z_{Ln1}$ ,  $Z_{Ln2}$  は負荷インピーダンスである。 $Z_{n12}$  はアンテナ間の相互インピーダンスで、これを零とすると相互結合がないときの電流となる。これらアンテナ電流の算出に必要な各アンテナの自己、負荷および相互インピーダンスを実験的に求める。

実験にはアンテナ試験塔に設置した DVOR 実験局 (周波数 117.9 MHz) を用いた。図 6.13 にインピーダンスの測定手順などを示す。自己インピーダンス (1) はアンテナ入力端子で測定し、負荷インピーダンス (2) は給電状態のアンテナケーブルインピーダンスを測定した。相互インピーダンス (3) は、搬送波アンテナから見て被測定アンテナとその左側アンテナとの結合を考え、一方の入力端子を短絡したときの他方のインピーダンス変化から計算した<sup>(84)</sup>。

50 本のアンテナのうち、無作為に抽出した、番号 1, 2, 10, 17, 25, 38 および 47 の 7 本についてこれらのインピーダンスを測定した。表 6.1 にこれらアンテナの平均インピーダンスを示す。



表 6. 1 側波帯アンテナの平均インピーダンス

	$\Omega$
自己インピーダンス ( $Z_S$ )	18.9-j15.3
負荷インピーダンス ( $Z_{LS}$ )	43.7+j17.3
相互インピーダンス ( $Z_{SS}$ )	9.8-j5.6

各アンテナのインピーダンスばらつきは比較的小さいため、ここでは測定していない43本を含め、インピーダンスをすべてこの平均値とみなす。即ち、 $Z_{n1} = Z_{n2} = Z_S$ ,  $Z_{Ln1} = Z_{Ln2} = Z_{LS}$  および  $Z_{n12} = Z_{SS}$  として以後検討を進める。

測定結果をもとに、仮想アンテナ  $A_U$  が  $0^\circ$  から  $14.4^\circ$  まで回転したとき、アンテナ1, 2および3の電流変化を式(6.17)より計算した例を図6.14に示す。実線と破線は、それぞれ相互結合があるときとないときの電流振幅である。一点鎖線は相互結合を考えたときのアンテナ2の電流位相である。なお、振幅は相互結合がないときの最大電流を1として正規化している。

アンテナ切換え点 ( $0^\circ$ ,  $7.2^\circ$  ほか  $7.2^\circ$  の整数倍) において、開放または接続されるアンテナの電流は、側波帯信号を円滑に切換えるため、相互結合を考えない場合零となり、側波帯信号電圧の変化を表わす図6.2の曲線と同じとなる。しかし、実際は相互結合のため、切換え点付近で電流が残留している。更に、本来一定となるべき電流位相はこの付近で大きく変化する。切換えに従い他のアンテナでも同様に電流は変化する。

無給電アンテナの影響を調べるため、アンテナ1を送信機から開放して負荷インピーダンスを測定した結果、 $271.5 - j22.0 (\Omega)$  となった。他の開放負荷インピーダンスも同じと仮定すると、給電アンテナに隣接する無給電アンテナ上の誘導電流は、給電アンテナのその約  $1/5$  と小さくなる。そこで、ここでは無給電アンテナの影響は無視した。

式(6.17)の電流により遠方受信点Rで得られる側波帯  $E_S^m$  は、アンテナ放射特性とカウンタボイズの影響を無視すると式(6.15)より次式で表せる。

$$E_S^m \simeq q_u(Z_S + Z_{LS})\{I_1 e^{j(a+g)} + I_2 e^{j(a+h)}\} e^{j(\omega_1 t - k_1 d)} / d$$

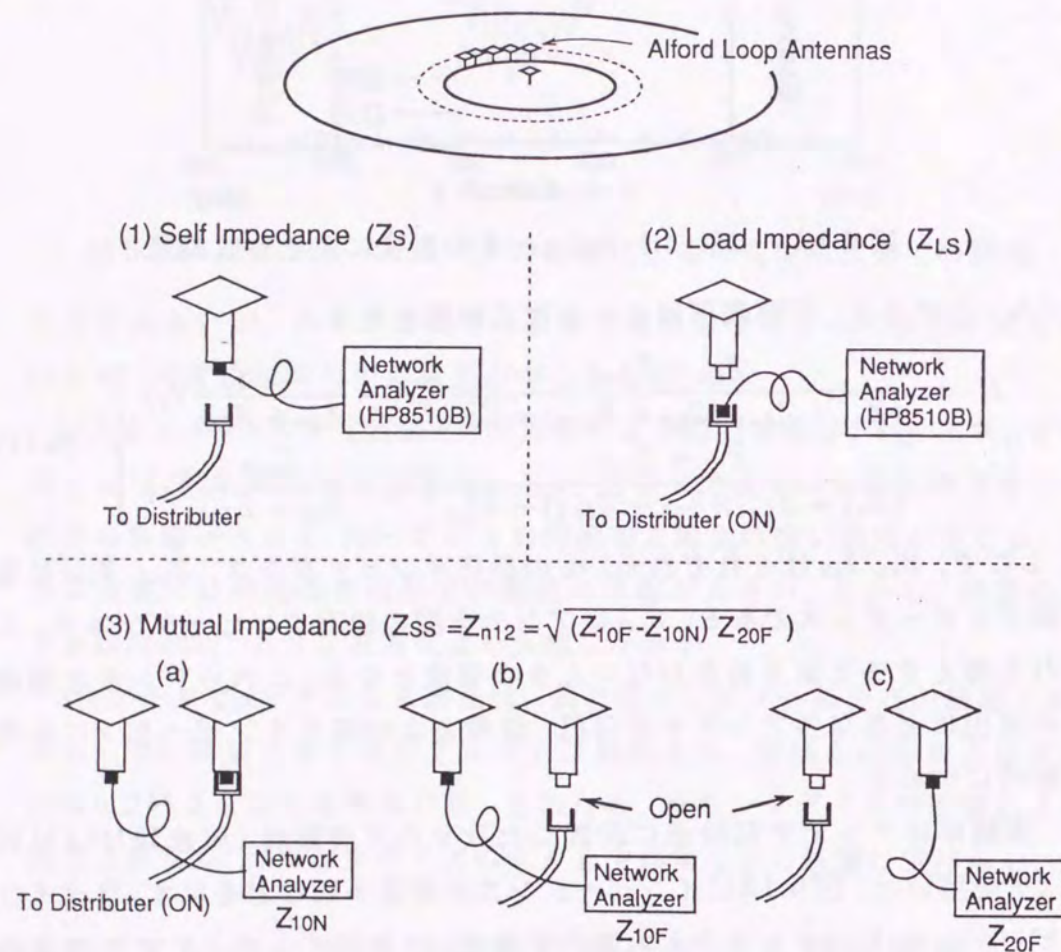


図 6.13 アンテナインピーダンス測定手順



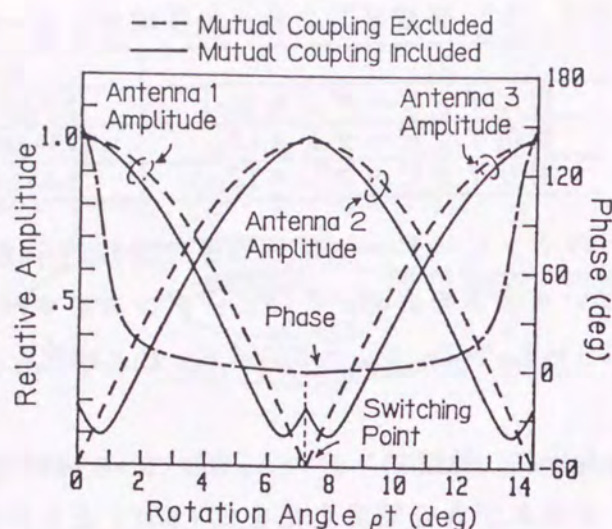


図 6.14 側波帯アンテナの電流変動

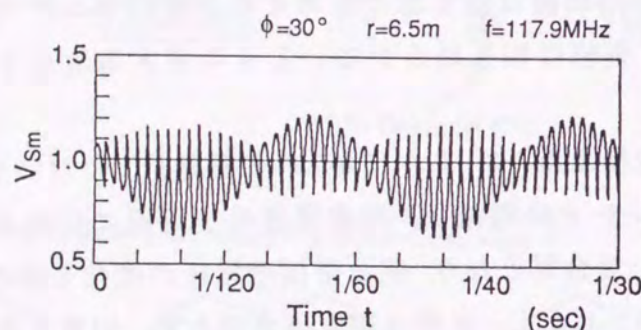


図 6.15 副搬送波の振幅  $V_{sm}$  の変動特性

$$+q_l(Z_s + Z_{LS})\{I_1 e^{-j(a+g)} + I_2 e^{-j(a+h)}\} e^{j(\omega_2 t - k_2 d)} / d \\ \simeq [q_u V_{sm} e^{j\{v+u_m\}} + q_l V_{sm} e^{-j\{v+u_m\}}] e^{j(\omega t - kd)} / d \quad (6.18)$$

ここで  $(Z_s + Z_{LS})$  は、側波帯振幅を正規化するための係数である。また、 $V_{sm}$  と  $u_m$  はそれぞれ副搬送波の振幅と位相項である。

$V_{sm}$ ,  $u_m$  が相互結合により受ける影響を調べる。図 6.15 は、 $t=0 \sim 1/30$  秒間での方位  $\phi=30^\circ$  における  $V_{sm}$  の計算例である。本来一定であるべき副搬送波がディストリビュータの影響で  $7.2^\circ$  と  $180^\circ$  の周期で変動している。相互結合がない図 6.8 と比較すると、この曲線は切換え点付近での残留電流のため、 $7.2^\circ$  ごとに振幅は 1 とならず、ピーク点でみた振幅変動は

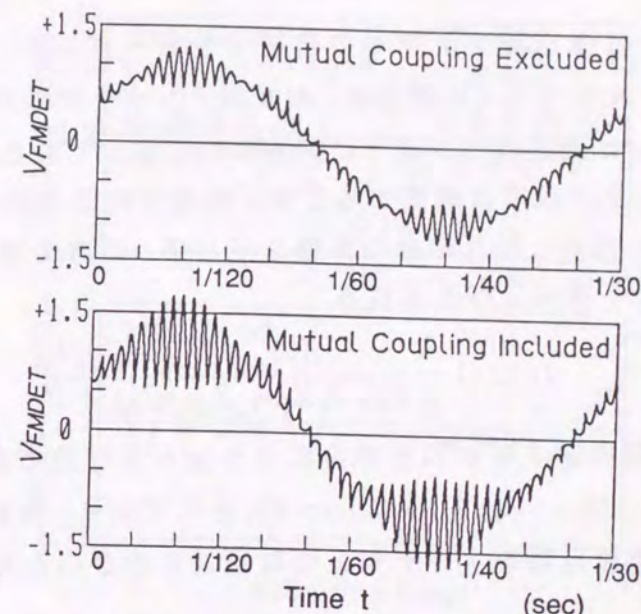


図 6.16 副搬送波の FM 復調波形

小さくなる。

図 6.16 は、 $u_m$  を時間微分して得た FM 復調信号  $V_{FMDET}$  の  $\phi=30^\circ$  における計算例である。図は平均振幅が 1 となるよう正規化している。本来なめらかな正弦波となるべき信号に、ディストリビュータの影響で小さな振幅変動が重なっている。相互結合を考えると  $60^\circ$ ,  $240^\circ$  付近で変動がさらに大きくなる。これは、切換え点付近における側波帯アンテナ電流の位相変化が原因と考えられる。

以上から、側波帯アンテナ間の相互結合により、側波帯には 2 周期と 50 周期のレベル変動が生じるが、その大きさはディストリビュータの影響のみを含めた場合に比べ小さい。また、可変位相成分での誤差に結びつく FM 復調波形には周期の短い調波が重畳することがわかった。

### 6.5.2 搬送波、側波帯アンテナ間の相互結合

側波帯アンテナに入射する搬送波により側波帯アンテナに誘導される電流を  $I_{cs}$  とすると、これは式 (6.17) より次式で表せる。

$$I_{cs} = \frac{Z_{LC} + Z_C}{(Z_{LS} + Z_s)(Z_{LC} + Z_C) - Z_{Cs}^2} \left\{ -\frac{Z_{Cs}}{Z_{LC} + Z_C} V_C \right\} \quad (6.19)$$



ここで、 $Z_C$  は搬送波アンテナの自己インピーダンス、 $Z_{LC}$  は負荷インピーダンス、そして  $Z_{CS}$  は搬送波、側波帯アンテナ間の相互インピーダンスである。 $V_C$  は搬送波アンテナに供給される電圧である。

側波帯アンテナは常に隣接する2本が給電されるため、 $I_{CS}$  は隣接するアンテナにも流れ、相互結合の影響を受ける。これを考慮した誘導電流を  $I_S$  とすると、次式で与えられる。

$$I_S \simeq \left(1 - \frac{Z_{SS}}{Z_{LS} + Z_S + Z_{SS}}\right) \frac{-Z_{CS} I_C}{Z_{LS} + Z_S} \quad (6.20)$$

ここで、括弧内第2項が相互結合により加わる電流である。また、 $I_C = V_C / (Z_{LC} + Z_C)$ 、 $(Z_{LS} + Z_S)(Z_{LC} + Z_C) \gg Z_{CS}^2$  としている。なお、無給電アンテナ上の誘導電流は給電アンテナ上の電流より小さいため、その影響は無視した。

$I_S$  を決定するには、表6.1のインピーダンスの他に搬送波、側波帯アンテナ間の相互インピーダンス  $Z_{CS}$  が必要である。しかし、 $Z_{CS}$  は側波帯アンテナ間の相互インピーダンス  $Z_{SS}$  より大幅に小さいため、文献(84)の手順でこれを精度良く測定することは困難である。そこで、ここでは側波帯アンテナからの再ふく射波を含む搬送波アンテナの放射特性から実験的に求める。

側波帯アンテナからの再輻射波を加えた搬送波は、カウンタボイズの影響を考慮すると次式で表せる。

$$E'_C(\theta, \phi) = [F_C(\theta) + \frac{I_S}{I_C} \{G(\theta, \phi_1 + \phi) + G(\theta, \phi_2 + \phi) + G(\theta, \phi_3 + \phi) + G(\theta, \phi_4 + \phi)\}] \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (6.21)$$

ここで、 $F_C$  はカウンタボイズの影響を含めた搬送波アンテナの垂直面指向性関数で、式(2.18)に与えられる。また、

$$G(X, Y) = F_S(X, Y) \exp(jkr \cos Y \sin X) \quad (6.22)$$

であり、 $F_S$  は側波帯アンテナの指向性関数で、式(6.7)に与えられる。なお、ここで搬送波は無変調としている。

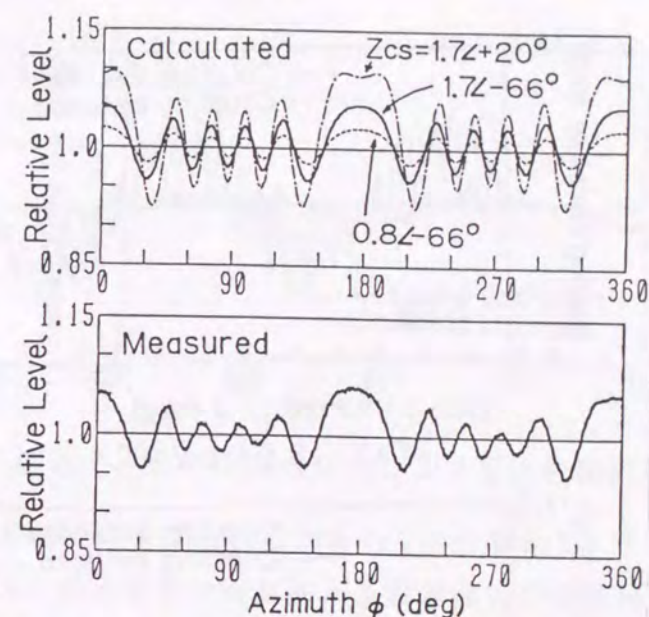


図6.17 搬送波アンテナの水平面放射特性

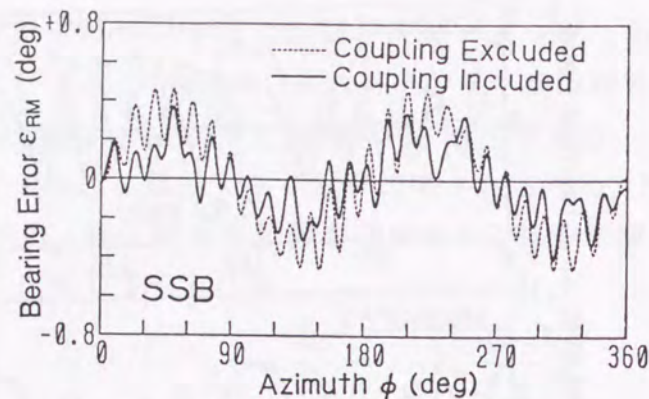
図6.17は側波帯アンテナ1, 2, 26および27が給電されたときの搬送波アンテナの水平面放射特性とパラメータである。振幅は再ふく射がないときの搬送波レベルを1として正規化している。上方の曲線は相互インピーダンス  $Z_{CS}$  を変化させたときの式(6.21)による計算結果である。下方の曲線は、当研究所のアンテナ試験塔上に設置したD V O R実験局による実測結果である。なお、受信点の仰角  $\theta$  は  $-0.3^\circ$  である。

本来一定であるべき搬送波は側波帯アンテナからの再ふく射波との干渉で歪んでいる。 $Z_{CS}$  の絶対値が大きくなると曲線の振幅が大きくなり、位相が変化すると曲線の形状と振幅が変化するため、実測結果と計算結果が最もよく一致するよう最小2乗法により  $Z_{CS}$  を調整した。その結果、両者は  $Z_{CS} = 1.7 \angle -66^\circ (\Omega)$  (上方の実線) で最もよく一致することがわかり、式(6.20)より側波帯アンテナでの誘導電流が求まる。

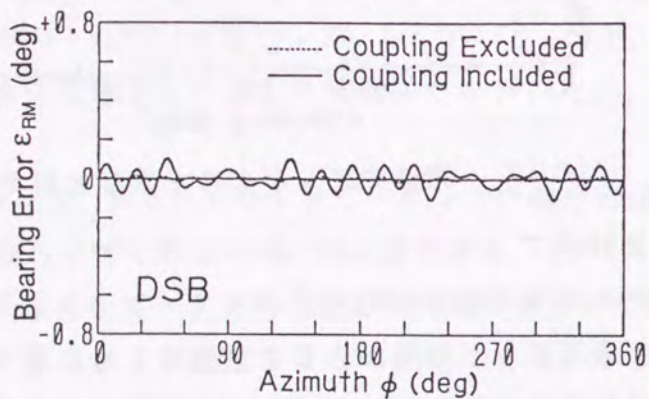
### 6.5.3 側波帯アンテナ間の結合による誤差

図6.1のR点で得られるV O R信号は式(2.7)の搬送波と式(6.18)の側波帯の合成となる。このため、その受信機検波出力から、6.3.2と同様の





(a) SSBDVOR



(b) DSBDVOR

図6.18 側波帯アンテナ間の結合による基準位相成分での誤差

手順で基準位相成分と可変位相成分での誤差が計算できる。

図6.18に受信方位 $\phi$ に対する基準位相成分での誤差 $\varepsilon_{RM}$ の計算例を示す。この計算に用いたパラメータは図6.5と同じである。(a)のSSB方式で、相互結合がないときの曲線は図6.10と同じで、ディストリビュータの影響により約 $\pm 0.3^\circ$ の4分円誤差と、周期の短い誤差が重なった曲線となる。相互結合を含めると4分円誤差が減少する。これは図6.15で示したように、 $180^\circ$ 周期の振幅変動が減少するためと考えられる。

(b)のDSB方式で相互結合がないときの曲線も図6.10と同じで、誤差はほとんど生じない。しかし相互結合があると周期の短い誤差が増加する。これは、切換え点付近でアンテナ電流の位相が変動して、誤差を互いに打消せないためと考えられる。

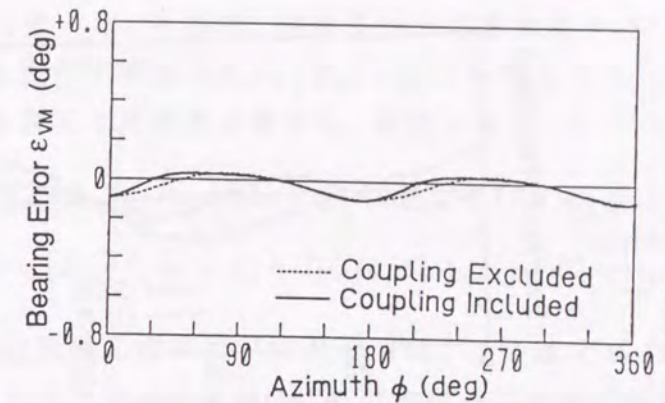


図6.19 側波帯アンテナ間の結合による可変位相成分での誤差

図6.19は可変位相成分に現れる誤差 $\varepsilon_{VM}$ の計算例で、SSB、DSB両方式同じである。相互結合の有無による誤差曲線の変化は少なく、いずれも約 $\pm 0.07^\circ$ の4分円誤差が生じる。これは図6.16に見られるFM復調波形の歪みが原因と考えられる。

なお、無給電アンテナ上の誘導電流は、6.5.1で述べたように小さく、それによる誤差はここで考えた誤差より大幅に小さいため、ここでは無視した。

#### 6.5.4 搬送波、側波帯アンテナ間の結合による誤差

受信点におけるVOR信号は、式(6.21)に基準位相信号となる $(1 - m_a \sin \rho t)$ をかけた式と、式(2.8)との合成となり、6.3.2の方法で誤差を算出できる。但し、この場合副搬送波位相項には誤差成分がないため、誤差は基準位相成分でのみ発生する。

図6.20に方位誤差の計算例を示す。SSB方式では約 $\pm 1.1^\circ$ の2分円誤差、DSB方式では約 $\pm 0.5^\circ$ の4分円誤差が生じ、図6.18、6.19に示した側波帯アンテナ間の結合による誤差より大きい。これらは、搬送波の振幅が側波帯アンテナの回転に同期して変動するため、基準位相成分が混変調されて生じる。これらに重なっている周期の短い誤差は側波帯の位相変調成分が原因と考えられる。

相互インピーダンス $Z_{CS}$ と方位誤差の関係を調べた。 $Z_{CS}$ の振幅を実測



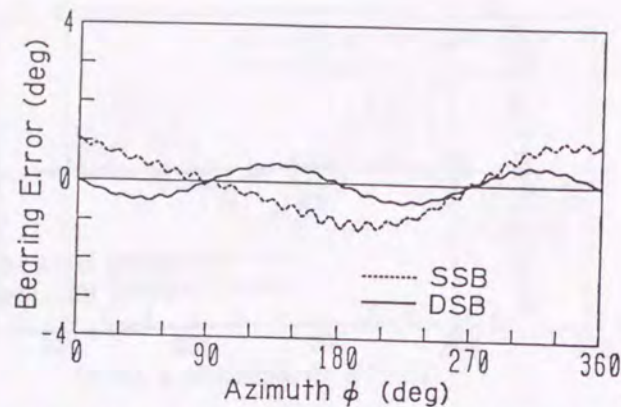


図 6.20 搬送波，側波帯アンテナ間の結合による基準位相成分での誤差

値から 10% 増加させると，SSB，DSB 両方式とも受信方位にかかわらず誤差は約 10% 増加した。これは，誤差が搬送波レベル変動の振幅に比例するためである。一方，位相を  $10^\circ$  増加させると，SSB 方式では受信方位により約 0~70% 誤差が減少し，DSB 方式では約 30~40% 増加した。これは， $Z_{CS}$  の位相変化で搬送波アンテナ特性曲線の形状と振幅が変化し，その結果方位誤差曲線も変形するためである。

以上の他に，搬送波アンテナに入射した側波帯が搬送波アンテナから再ふく射され，本来の側波帯と干渉して生じる誤差がある。しかし，この干渉による側波帯の波形歪みは，図 6.15，6.16 に示したディストリビュータによる歪みより大幅に小さく，生じる誤差も大幅に小さくなるため，ここではこの誤差は無視した。

## 6.6 総合誤差

6.3 節で示したカウンタボイズによる誤差，6.4 節のディストリビュータによる誤差と，6.5 節でのアンテナ間の相互結合による誤差を加えると総合誤差が計算できる。但し，アンテナ系の構成や，実験結果との対照のため，6.5 節における搬送波，側波帯アンテナ間の結合による誤差の計算には，ディストリビュータとカウンタボイズの影響がすでに含まれている。また，側波帯アンテナ間の結合による誤差の計算にもディストリビュータ

の影響は含まれている。そこで，側波帯成分の計算式 (6.18) にカウンタボイズの影響を表わす関数  $G(X, Y)$  (式 (6.22)) を加えると，これら 3 つの誤差源の影響を含めた計算式が得られ，次式となる。

$$E_{SA} \simeq (Z_S + Z_{LS}) [q_u \{I_1 G(\theta, \phi_1 + \phi) + I_2 G(\theta, \phi_2 + \phi)\} e^{jv} + q_l \{I_1 G(\theta, \phi_3 + \phi) + I_2 G(\theta, \phi_4 + \phi)\} e^{-jv}] \frac{e^{j(\omega t + kd)}}{d} \quad (6.23)$$

3 つの誤差源の影響を含めた VOR 信号は，この式と式 (6.21) に  $(1 - m_a \sin \rho t)$  をかけた式との合成となる。その振幅から基準位相成分と可変位相成分に生じる誤差を 6.3.2 の手順で計算し，合成すると総合した固有誤差が計算できる。

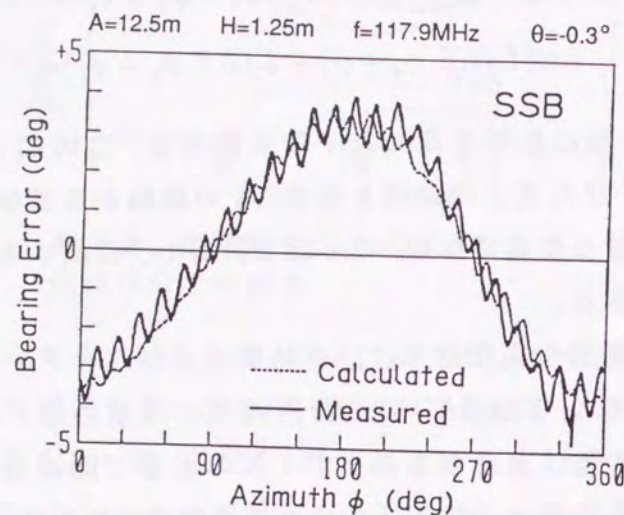
図 6.21 に誤差の実測結果と計算結果およびパラメータを示す。(a) は SSB 方式であり，約  $\pm 3.5^\circ$  の 2 分円誤差に周期の短い誤差が重畳している。2 分円誤差は主にカウンタボイズの影響で側波帯が振幅変調されて生じる。計算結果は，カウンタボイズやディストリビュータの影響のみを考えた計算結果 (図 6.5, 6.12) より実験結果とよく一致し，この解析法の精度が高いことが明らかとなった。

(b) の DSB 方式では約  $\pm 0.5^\circ$  の 4 分円誤差と，周期の短い誤差が重なった曲線が得られる。SSB 方式に比べ，誤差は約 1/7 と大幅に小さくなる。4 分円誤差は，形状や振幅が図 6.20 に近いいため，主に側波帯アンテナからの搬送波再ふく射により引き起こされるといえる。実験結果と計算結果を比較すると，4 分円誤差の傾向はよく一致しており，この解析法が DSB 方式の固有誤差も精度良く予測できることを示している。

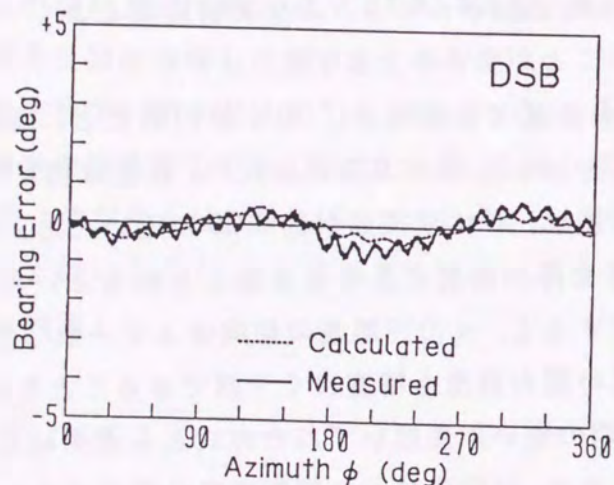
しかし，周期の短い誤差はいずれの方式とも実測結果と一致しない。この誤差はアンテナ，送信機などの調整で幾分変化するため，これらの動作状態に関係あると考えられるが，その発生機構の詳細は不明である。

基準位相成分と可変位相成分それぞれで生じる誤差が全体の誤差に与える影響を調べた。その結果，可変位相成分での誤差は，図 6.19 の誤差曲線とほぼ同じで最大  $\pm 0.1^\circ$  程度と小さく，いずれの方式でも基準位相成分で生じる誤差の方が大きいことがわかった。





(a) SSB DVOR



(b) DSB DVOR

図 6.21 DVOR の総合誤差

## 6.7 まとめ

DVORの固有方位誤差について、その発生源としてカウンタボイズ、ディストリビュータそして、アンテナ間の相互結合の影響を考察した。まず、カウンタボイズが搬送波、側波帯信号に与える影響のUTDを用いた予測法を求めた。ディストリビュータがVOR信号に与える影響について、アンテナ配置や、切換え波形などをもとに予測する方法を考えた。また、アンテナ間の相互結合が搬送波、側波帯信号に与える影響については、VOR実験局を用いたアンテナインピーダンスの実測結果をもとに実験的に検討し、それをもとに方位誤差の算出法を求めた。さらに、これらの誤差源からの誤差を統合した総合的な誤差の解析法を提案した。この解析法の精度を評価するため、DVOR実験局を用いた誤差測定結果と比較検討した。

その結果、次のことが明らかとなった。

1. 側波帯アンテナの放射特性は、3次元のUTD解析法で精度良く表現できる。
2. 半径12.5mのカウンタボイズの影響による誤差は、受信点への仰角が $-0.3^\circ$ の場合、SSB方式では約 $\pm 3.3^\circ$ の2分円誤差、DSB方式では大きさ約 $\pm 0.05^\circ$ の4分円誤差が中心となる。また、SSB方式、DSB方式とも可変位相信号での誤差は小さい。
3. ディストリビュータによる誤差は、SSB方式では約 $\pm 0.3^\circ$ の4分円誤差、DSB方式では約 $\pm 0.07^\circ$ の4分円誤差が中心となる。また、SSB方式では基準位相信号での誤差、DSB方式では可変位相信号での誤差が中心となる。
4. ディストリビュータによる誤差にアンテナ間の相互結合が加わると、SSB方式では約 $\pm 1.1^\circ$ の4分円誤差、DSB方式では約 $\pm 0.5^\circ$ の4分円誤差が生じる。また、SSB、DSB方式とも基準位相信号での誤差が中心となる。



5. これらの誤差源の影響を総合すると、カウンタボイズ半径が12.5 m, 受信点への仰角が $0.3^\circ$ の場合、SSB方式ではカウンタボイズの影響を主とする約 $\pm 3.5^\circ$ の2分円誤差が生じる。一方、DSB方式では、主に搬送波、側波帯アンテナ間の相互結合が原因となる約 $\pm 0.5^\circ$ の4分円誤差が主となる。

以上から、DVORの固有誤差発生機構がほぼ明らかとなり、その誤差を除去する方法の検討が容易になった。また、VOR局周辺の電波反射物等による方位誤差を解析するとき、固有誤差の影響を考慮できるようになり、方位情報の信頼性向上が期待できる。今後の課題として、固有誤差の予測精度を更に向上させるために、本解析法では満足な予測結果が得られなかった周期の短い誤差の発生機構を明らかにする必要がある。

## 第7章 海面反射によるドップラーVORの方位変動

### 7.1 はじめに

海面反射が原因と考えられる方位の変動現象は、我が国では1970年代に観測されたが、当初は受信レベル変動の対策が優先され、方位変動について系統的研究はなされなかった。これは、当時方位変動が見られた局の多くは、周辺からの反射波の影響を受けやすいCVORであり、これらの局のDVOR化により変動の大幅な低減が期待されたためと考えられる。

しかし、海面反射の影響を詳細に検討するためのDVORを含めた実験や検討などから<sup>(85),(78)</sup>、この方位変動は、受信方位や局によって個別にその現われ方が異なるなど、受信レベルの変動とは異なる特性を有しており、周辺反射物の影響を受けにくいDVORでも海面反射の影響で大きな方位変動が生じる場合があることが明らかとなった。方位変動が大きいと、航空機では何の警告もなく誤った方位情報が与えられ航路を逸脱する恐れがあり、警報が表示され使用不能となる信号レベルの大幅な低下の場合に比べて、さらに危険な局面が想定される。

このため、VORの方位誤差は運用開始の前に詳細に検査され、規定を超える( $\pm 3.5^\circ$ 以上)方位変動が生じる局は運用が制限され、その原因が海面反射と考えられる局も多い。そこで、この制限を減らすため、方位変動の発生機構を明らかにし、変動を低減する方法の開発が望まれている。しかし、海面反射による方位変動は、周辺建造物などによる変動とは異なり、局から航空機までの直接波と海面反射波が基本的には同じ方位情報を有しているためその発生機構の説明が困難で、これまで十分な解析



は行われていない。

長岡らは、D V O R に対する海面反射の影響を方位情報に対する影響も含め飛行実験により観測し、その発生機構について定性的な説明を試みた<sup>(78)</sup>。その報告で、周辺建造物などによる不要反射波が、本来は無視できる程度でも、海面反射の影響で受信レベルが低下すると相対的に大きくなり、方位変動を引き起こす可能性を指摘している。同時にその報告には、固有方位誤差がこの方位変動に関係していることを予想させる実験結果も含まれている。

そこで本章では、D S B 方式を含む D V O R について、海面反射による方位変動発生機構を解析し、その大きさの定量的な予測法を提案する<sup>(86)</sup>。ここでは、固有誤差が海面反射による方位変動の主な原因となっているとの仮定のもとに、固有誤差に対する海面反射の影響を解析する。それをもとに、海面反射による方位変動の発生機構について推定すると共に、その定量的な予測のため、固有誤差の計算法を利用している。

まず、7.2 では、D V O R の固有誤差と海面反射の関係について検討し、方位変動の予測計算法を提案する。7.3 では、S S B および D S B 方式 D V O R の海面反射によるレベル変動と方位変動に関する予測計算結果と実測結果とを示し、その特徴について検討する。7.4 では、予測計算結果と一致しない局について、実験結果をもとにその原因を推定する。また、これらの検討をもとに、海面反射による方位変動の低減法について提案する。

## 7.2 海面反射波の V O R 信号への影響

D V O R の固有方位誤差は、カウンタボイズやディストリビュータおよびアンテナ素子間の相互結合などにより、本来一定となるべき搬送波や側波帯レベルが側波帯アンテナの回転に伴い変動して、基準位相信号と可変位相信号の位相を変動させることにより引き起こされる。

そこで、側波帯成分や、搬送波成分および副搬送波の F M 復調信号への海面反射波の影響を調べる。

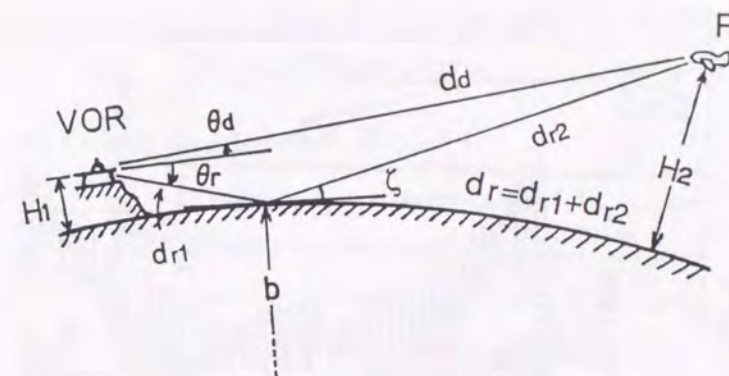


図 7.1 V O R 局から航空機までの伝搬路

### 7.2.1 側波帯成分への影響

V O R 局から受信航空機 R までの伝搬路を図 7.1 に示す<sup>1</sup>。カウンタボイズの海拔高さを  $H_1$  (m)、航空機の幾何学的高度を  $H_2$  (ft) とする。局から  $d_d$  (n m) 離れた R 点での海面反射波を含めた側波帯  $E_S^T$  は式 (2.22) より次式で表せる。

$$E_S^T = E_S(\theta_d, \phi, d_d) + \{-S_p E_S(\theta_r, \phi, d_r)\} \quad (7.1)$$

カウンタボイズやディストリビュータ、およびアンテナ素子間の相互結合を考慮した側波帯の指向性関数  $E_S$  は、仰角  $\theta$ 、磁北 (M. N.) とのなす角  $\phi$ 、そして距離  $d$  の遠方受信点 R において次式で与えられる<sup>2</sup>。

$$E_S(\theta, \phi, d) \simeq (Z_S + Z_{LS}) [q_u \{I_1 G(\theta, \phi_1 + \phi) + I_2 G(\theta, \phi_2 + \phi)\} e^{jv} + q_l \{I_1 G(\theta, \phi_3 + \phi) + I_2 G(\theta, \phi_4 + \phi)\} e^{-jv}] \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (7.2)$$

これらの式に含まれているパラメータは前章に与えられている。航空機の移動に伴い側波帯レベルは変動し、ナル点付近でレベルは大きく低下する。そこで、側波帯アンテナが回転したときの側波帯信号に対する海面反射波の影響を調べる。

まず、S S B 方式 D V O R について考える。図 7.2 は、側波帯アンテナの回転に対する副搬送波振幅 (式 (7.2) の  $\{I_1 G(\theta, \phi_1 + \phi) + I_2 G(\theta, \phi_2 + \phi)\}$  の絶対値) の変動を計算した例である。計算に必要なアンテナインピーダンス

<sup>1</sup>この図は図 2.20 と同じである。

<sup>2</sup>この式は、式 (6.23) と同じである。



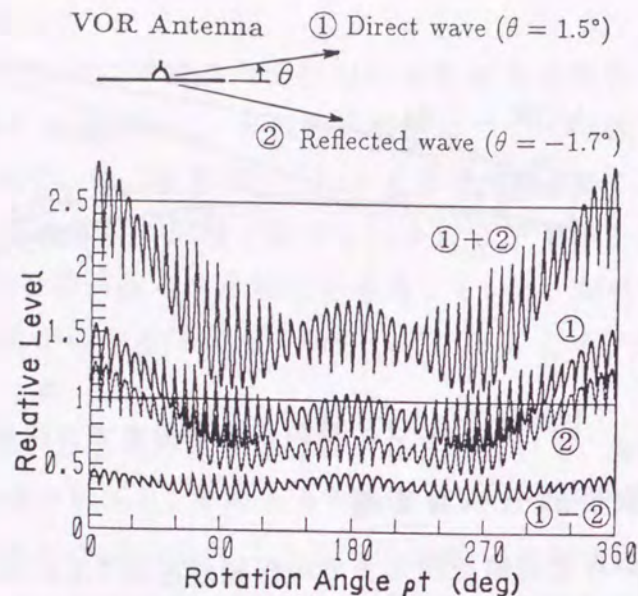


図 7.2 海面反射を考慮したときの副搬送波の振幅変動

ス等のデータは 6.5.1 に与えられている。曲線①は仰角  $\theta = 1.5^\circ$  とした場合で、直接波のレベル変動に対応する。②は  $\theta = -1.7^\circ$  の場合で、海面反射波に対応する。曲線①-②は、曲線①と②の差成分であり、受信点がナル点にある場合の側波帯レベルに相当する。曲線①+②は、①、②を同相で合成した場合に対応する。なお、これらの曲線は曲線①の平均レベルで正規化している。海面反射波は、正確には式 (7.1) のように散乱係数  $S_p$  を乗じた形で表されるが、これは一般に 1 に近いため、図 7.2 の計算では無視している。曲線①、②および①+②に見られる  $360^\circ$  で 1 周期の変動は、カウンタボイズの影響で引き起こされる。すべての曲線に見られる 2 周期と短い周期の変動は、ディストリビュータでの側波帯切換え波形や、側波帯アンテナ間の相互結合の影響である。

しかし、曲線①-②では、レベル変動が減少している。特に、1、2 周期の変動は著しく小さい。これは、①と②のレベル差がアンテナ回転角にかかわらずほぼ一定となるためである。これら 1、2 周期の変動はそれぞれ 2 分円、4 分円誤差を引き起こす。このため、SSB 方式ではこれらの誤差の影響で受信点での方位情報は偏移しているが、ナル点付近ではこ

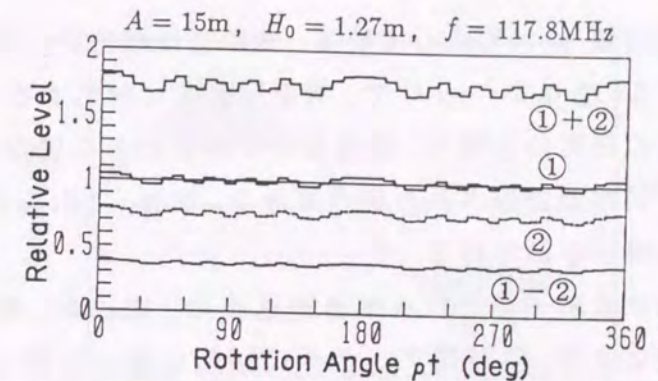


図 7.3 海面反射を考慮したときの搬送波の振幅変動

れらの誤差がほぼ消滅するため方位情報の偏移はなくなり、方位が大きく変化すると予想される<sup>(87)</sup>。

一方、DSB 方式では図 7.2 とは全く逆相のレベル変動をする下側波帯成分が加わる。この成分により生じる固有誤差は、ナル点を含むすべての部分で上側波帯成分による誤差を打ち消すため、海面反射の影響を考慮しても誤差の変化は小さい。したがって、DSB 方式では側波帯レベルの変動による方位変動は小さくなると予想できる。

## 7.2.2 搬送波成分への影響

図 7.1 の配置における受信点 R での搬送波  $E_C^T$  は式 (2.22) を用いて次式で表せる。

$$E_C^T = E_C(\theta_d, \phi, d_d) + \{-S_p E_C(\theta_r, \phi, d_r)\} \quad (7.3)$$

ここで、第 1 項は直接波、第 2 項は海面反射波で、式 (7.1) と同じ形となる。また、関数  $E_C$  は式 (6.21) より次式で与えられる。

$$E_C(\theta, \phi, d) \simeq (1 - m_a \sin \rho t) [F_C(\theta) + \frac{I_s}{I_C} \{G(\theta, \phi_1 + \phi) + G(\theta, \phi_2 + \phi) + G(\theta, \phi_3 + \phi) + G(\theta, \phi_4 + \phi)\}] \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (7.4)$$

これらの式に含まれているパラメータは前章に与えられている。

図 7.3 は、側波帯アンテナの回転に対する搬送波レベル変動の式 (7.4) による計算例である。なお、この例ではレベル変動を見やすくするため、



振幅変調指数  $m_a$  は零としている。曲線①は仰角  $\theta = 1.5^\circ$  の場合で、直接波に対応する。②は  $\theta = -1.7^\circ$  で、海面反射波に対応する。曲線①-②はこれらの曲線の逆相の合成で、受信点がナル点にある場合に相当し、①+②はこれらが同相で合成された場合である。なお、これらの曲線は①の平均レベルで正規化されている。

この図で本来一定となるべき搬送波は、搬送波、側波帯アンテナ間の相互結合により、側波帯アンテナの回転に伴い変動している。この変動は、互いに  $7.2^\circ$  離れた 50 本の側波帯アンテナがディストリビュータにより順次給電状態となり、これらに搬送波が誘導されるため階段状になっている。また、搬送波の平均レベルに対する変動の振幅は、いずれの曲線もあまり変わらない。固有誤差はこの振幅に比例するため、搬送波成分での誤差に対する海面反射波の影響は少ないと予想される。

### 7.2.3 副搬送波の FM 復調信号への影響

側波帯に含まれる方位情報への海面反射波の影響を調べる。側波帯成分は、式 (7.1) から次式のように書き直せる。

$$E_S^T = E_S(\theta_d, \phi, d_1) + \{-S_p E_S(\theta_r, \phi, d_2)\} \\ \simeq [q_u V_{St} e^{j(v+u_t)} + q_l V_{St} e^{-j(a+u_t)}] \frac{e^{j(\omega t - kd)}}{d} \quad (7.5)$$

ここで、大括弧内が副搬送波成分を表わし、そのうち  $u_t$  が副搬送波の位相項である。この  $u_t$  を時間微分して得た FM 復調信号  $V_{FMDET}$  の計算例を図 7.4 に示す。この復調信号は、直接波成分 (式 (7.5) の  $E_S(\theta_d, \phi, d_d)$ ) のみを考えたとき、海面反射波成分 (式 (7.5) の  $E_S(\theta_r, \phi, d_r)$ ) のみを考えた場合、および直接波と海面反射波の逆相の合成波を考えた場合のいずれも変化はなかった。本来なめらかな正弦波となるべき曲線に、ディストリビュータの切換え波形や側波帯アンテナ間の相互結合の影響で周期の短い振幅変動が加わっている。しかし、この変動の形や振幅はいずれの場合も変化はないため、可変位相成分に対する海面反射波の影響は小さいと予想できる。

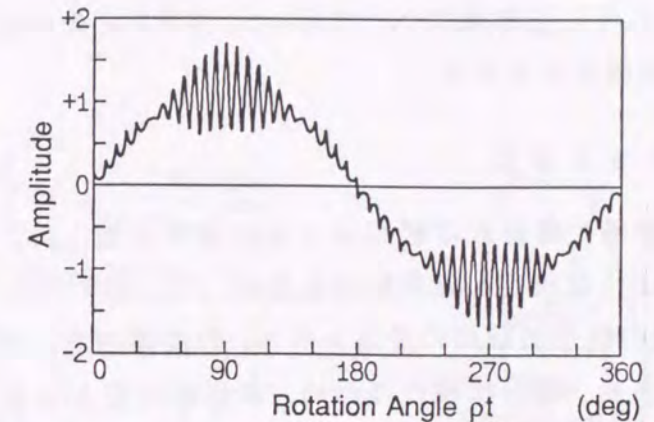


図 7.4 副搬送波の FM 復調波形 (海面反射波を考慮)

以上から、固有誤差は特にナル点付近でその大きさが変化する場合があります。その変化は、側波帯、搬送波として式 (7.1), (7.3) を用いることで算出できる。また、可変位相成分での誤差は、式 (7.5) により算出できる。そこでここでは、海面反射による固有誤差の変化が方位変動を引き起こすと考え、その予測にこれらの式を直接適用する。なお、第 5 章で論じたように、VOR 信号は局から海岸までの地形の影響を受け、特に、海面への入射成分は地形の遮蔽効果によりここで用いた式 (7.1), (7.3) より小さくなることが多い。しかし、ここではこの影響が少ない局を選び、地形の影響は無視した。

## 7.3 飛行実験結果

### 7.3.1 実験の概要

海岸近くに設置された VOR 局について、局を中心に一定高度で放射状飛行して、受信レベル、方位偏差、および一部の局では受信点での側波帯と搬送波の振幅比 (以下空間変調度 (Mod. factor) と呼ぶ) を測定した。測定は、SSB 方式の局では、銚子 VOR 実験局と横須賀 VOR 局<sup>3</sup>、DSB 方式の局では、銚子実験局、東京都大島に設置された大島局、および東

<sup>3</sup>この局は、5.2 節で述べた横須賀 VOR 実験局ではなく、実験局に隣接している現用の VOR/DME 局である。



京都三宅島の三宅島局について行った。図7.5にそれぞれの局の設置位置と、飛行実験方位を示す。

### 7.3.2 SSB方式

銚子市屏風ヶ浦付近の標高43mの海岸台地上に、SSB方式として動作するように設定した実験局を設置した。図7.6は、方位 $180^\circ$ 、飛行高度3000ftでの銚子実験局の受信レベル、方位偏差および計算に用いたパラメータである。放射状飛行のため、本来は一定となるべき方位が受信レベルの変動に応じ約 $4^\circ$ の幅で変動し、ナル点付近では変動が特に著しい。計算結果は実測結果とよく一致し、ここで提案した方位変動の計算法の妥当性が明らかとなった。この方位変動の計算に、カウンタボイズの影響のみを考えた従来の計算法を用いると、変動の振幅は約 $5^\circ$ となり<sup>(88)</sup>、本計算法の方が精度良く方位変動を予測できることがわかった。

次に、方位変動の原因特定を容易にするため、受信方位を変えた場合を調べる。図7.7は、図7.6の測定を行った方位( $180^\circ$ )で $270^\circ$ の方位情報が得られるように送信機の基準位相設定を調節し、方位 $270^\circ$ (真の方位は $180^\circ$ )で測定した結果である。この方法を用いると、周辺反射物や地形の影響などは図7.6と同じとなるため、その影響は無視できると考えられる。このときのレベル変動は図7.6とあまり変わらないが、方位変動は小さくなる。これは、SSB方式ではこの設定方位( $270^\circ$ )における固有誤差が方位 $180^\circ$ のそれより大幅に小さいためと考えられる。実測結果と計算結果はこの場合もよく一致した。

図7.8は、横須賀VOR局の方位 $191^\circ$ 、高度5500ftでの飛行実験結果である。横須賀局については、2.7節で述べた高度修正を行い、幾何学的高度は5750ftとした。海面反射の影響による受信レベルの変動に応じて方位情報が変動している。しかし、変動幅は、約 $1.5^\circ$ と図7.7の銚子実験局に比べて小さい。これは、この局のカウンタボイズ半径は25mで、半径15mで大きな2分円誤差が生じ、それに伴う方位変動も大きい銚子局に比べ、カウンタボイズの影響による誤差が小さくなるためである。実測結果と

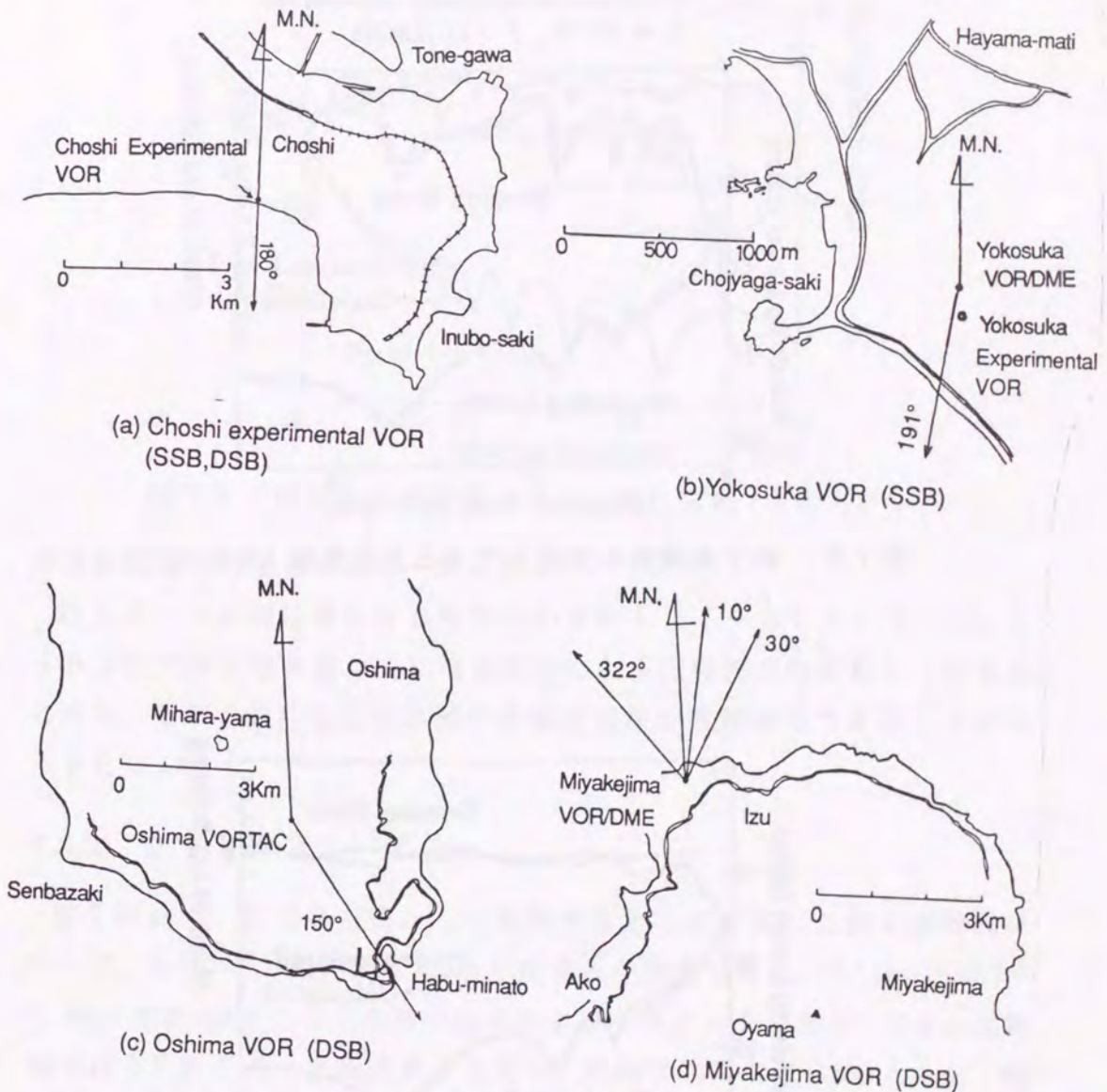


図7.5 VOR局の設置位置と飛行方位



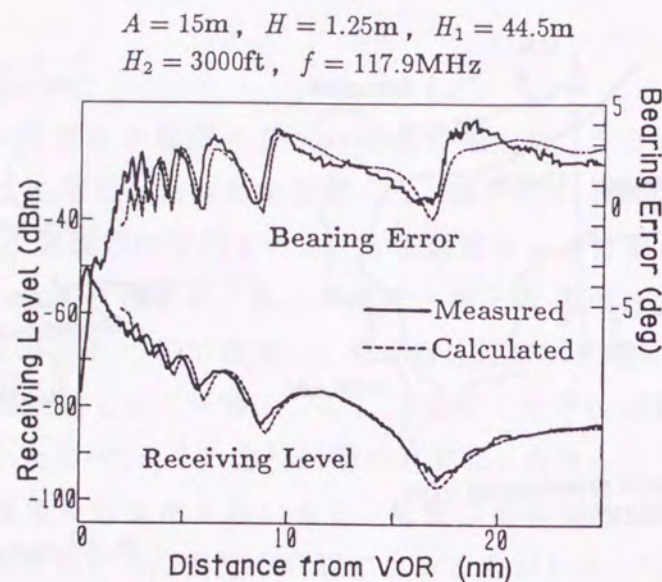


図 7.6 銚子実験局の受信レベルと方位変動 (方位  $180^\circ$ )

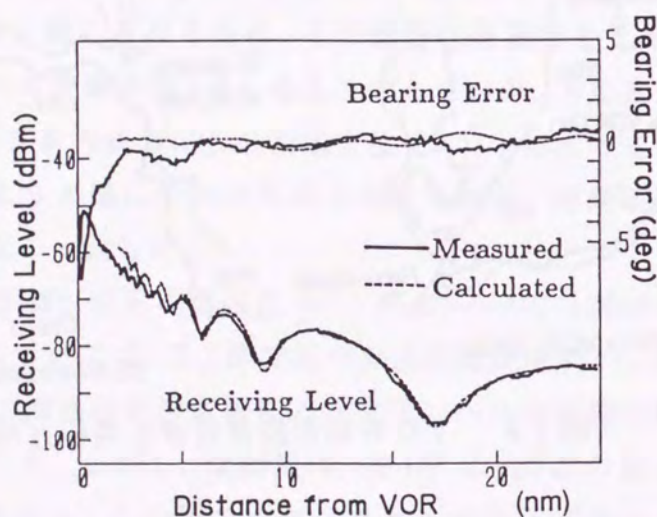


図 7.7 銚子実験局の受信レベルと方位変動 (方位  $270^\circ$ )

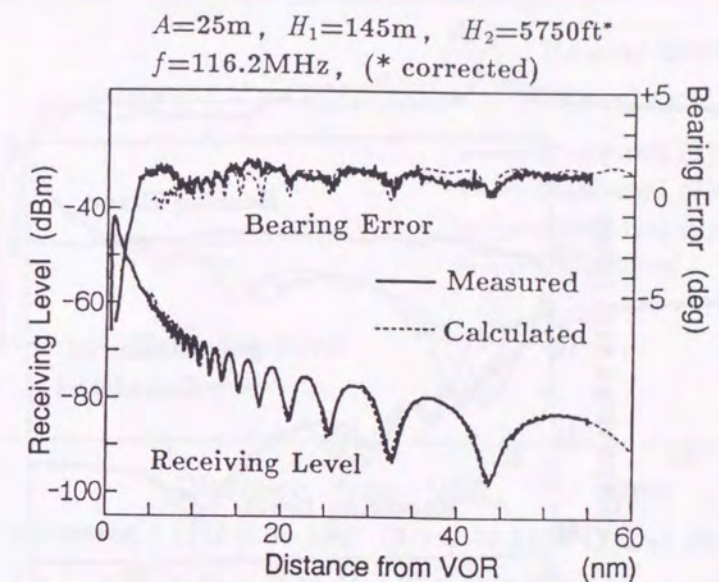


図 7.8 横須賀局の受信レベルと方位変動 (方位  $191^\circ$ )

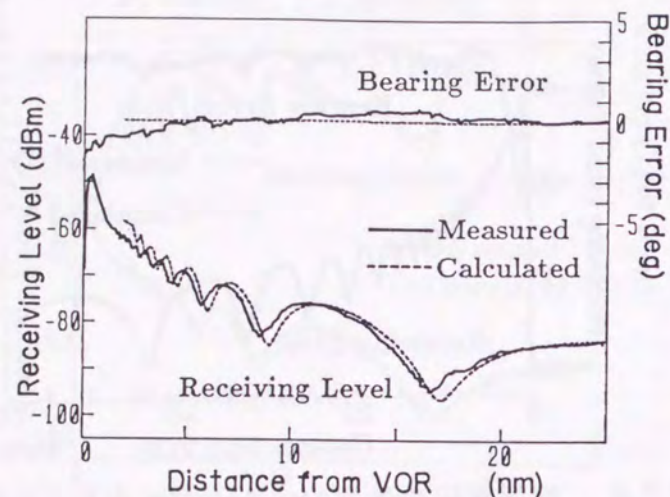
計算結果はこの場合もよく一致した。

以上 3 つの実測結果と計算結果はいずれもよく一致しているため、SSB 方式での方位変動は主に海面反射による固有誤差の変動から引き起こされ、その予測には固有誤差の予測計算法が直接適用できることが明らかとなった。

### 7.3.3 DSB 方式

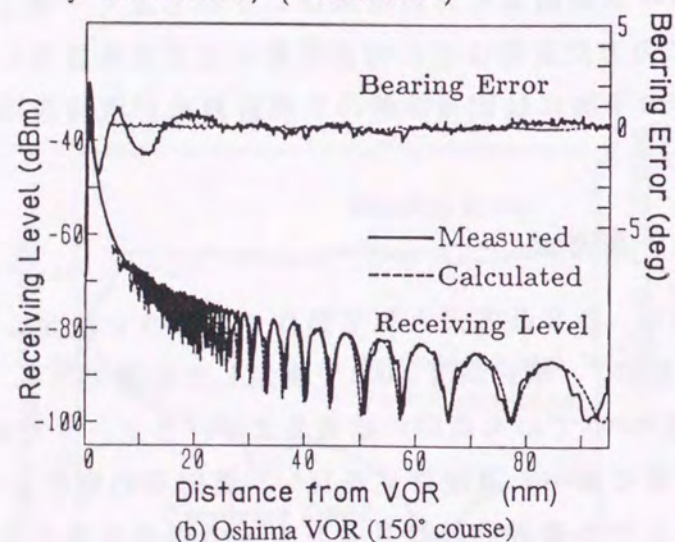
図 7.9(a) は、DSB 方式として動作するように設定した銚子実験局について、方位  $180^\circ$ 、飛行高度  $3000\text{ft}$  で測定した結果である。(b) は、方位  $150^\circ$ 、飛行高度  $4500\text{ft}$  での大島局の結果およびパラメータである。なお、大島局では 2.7 節で述べた高度修正を行い、幾何学的高度は  $4250\text{ft}$  とした。銚子局では、レベル変動曲線は SSB 方式の場合と変わらないが、方位変動はほとんど生じない。大島局では、受信レベルは大きく変動しているにもかかわらず方位変動はほとんど見られない。これは、この方式の固有誤差は定常状態では高々  $0.5^\circ$  以下のため、海面反射の影響を受けにくいためと考えられる。実測結果と計算結果はいずれの局もよく一致した。





(a) Choshi experimental VOR (180° course)

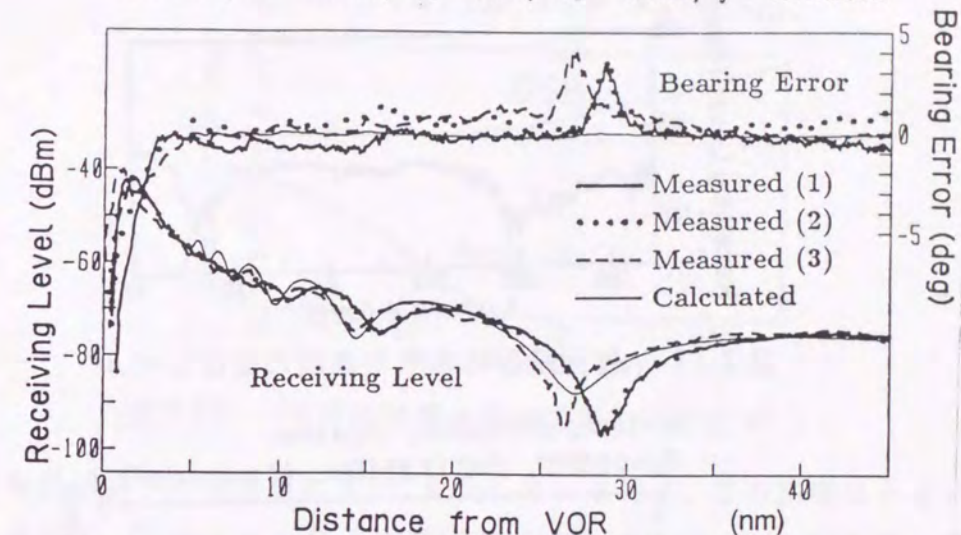
$A=25\text{m}$ ,  $H=1.3\text{m}$ ,  $H_1=631\text{m}$ ,  $H_2=4250\text{ft}^*$   
 $f=113.1\text{MHz}$ , (\* corrected)



(b) Oshima VOR (150° course)

図 7.9 銚子実験局, 大島局の受信レベルと方位変動

$A = 15\text{m}$ ,  $H = 1.27\text{m}$ ,  $H_1 = 39\text{m}$ ,  $H_2 = 5500\text{ft}$ ,  $f = 117.8\text{MHz}$



Date measured : (1)Jul 28 1987 (2)Jul 30 1987 (3)Dec 20 1989

図 7.10 三宅島局の受信レベルと方位変動 (方位 30°)

しかし, D S B 方式の局でも大きな方位変動が生じる場合がある. 図 7.10 は, 三宅島局の高度 5500ft, 方位 30° での海面反射波干渉特性である<sup>4</sup>. 第 1 ナル点において, 実測結果の受信レベルは計算結果より大幅に低く, 大きな方位変動が生じている. このレベルは受信機の最小受信レベル (約 -100 dBm) を超えているが, 方位偏差は最大許容誤差 ( $\pm 3.5^\circ$ ) と同程度と大きい. この変動の原因について次に考察する.

## 7.4 考察

### 7.4.1 三宅島局の方位変動

まず, 三宅島局の第 1 ナル点における大幅なレベル低下について考える. 図 7.11 は, 局から第 1 ナル点までの距離にほぼ相当する半径 28 nm を高度 5500ft で周回飛行したときの受信レベルの測定結果で, 320° と 30° 付近でレベルが大きく低下している. しかし, これらの方向付近でこの大きな変動の原因となるような地形の変化や建造物などは見当らない. 図 7.12 は, 高度 5500ft で 10° 方向について海面反射波干渉特性を測定した

<sup>4</sup>この図は図 2.25 と同じである.



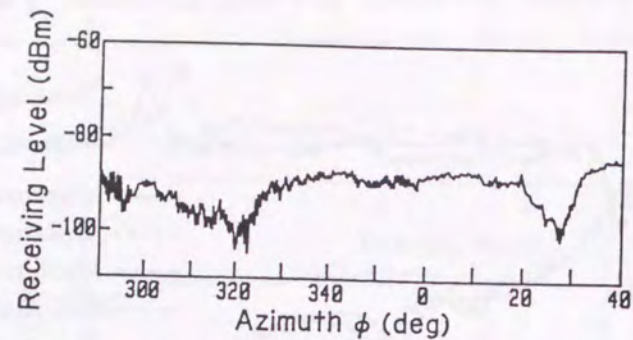


図 7.11 周回飛行時の三宅島局の受信レベル

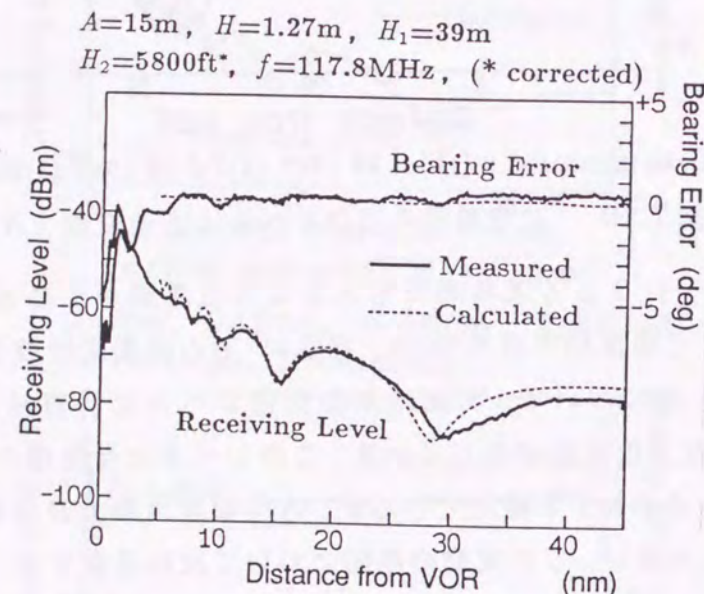


図 7.12 三宅島局の受信レベルと方位変動 (方位  $10^\circ$ )

結果である。なお、この場合も 2.7 節で述べた高度修正を行い、幾何学的高度は 5800ft とした。図 7.10 と異なり、この方位では第 1 ナル点でのレベルは計算結果とほぼ一致し、方位変動はほとんど生じなかった。これらから、このレベル低下は、本来一様となるべき搬送波の水平面放射特性がなんらかの原因でこれらの方向で不均一になって引き起こされたと予想できる。

レベル低下の原因として、機上受信アンテナの放射特性の影響も考えられる。しかし、図 7.10 と 7.12 のように、受信アンテナへの入射角が同

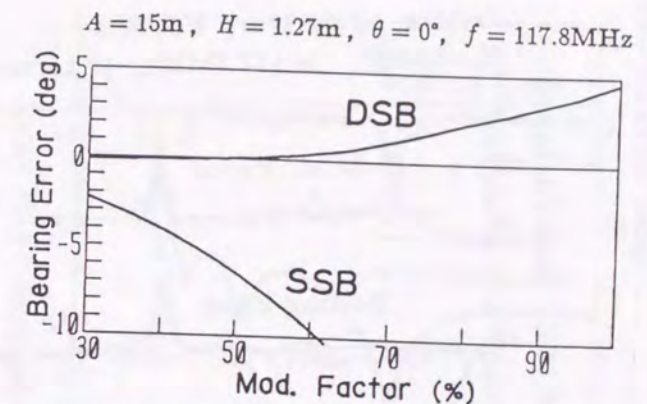


図 7.13 空間変調と固有誤差 (方位  $30^\circ$ )

じでも受信レベルは方位によって変化しているため、この影響は小さいと考えられる。このレベル低下の原因究明のためには、地上局のアンテナ形状、設置状況などの詳細な調査が必要である。

一方、側波帯はアンテナ自体が回転しているため、放射特性の不均一が平均化され、受信方位に関わりなく一様に近いレベルが得られると考えられる。このため、搬送波レベルが規定より低下する方位では空間変調が増加することが予想される。図 7.13 は、空間変調と固有誤差の関係の計算例である。いずれの方式でも空間変調が増加すると誤差が大きくなる。

そこで、第 1 ナル点でのレベルを実測結果と一致させるように式 (7.3) において搬送波の直接波成分に補正係数 ( $0.83 \angle 5^\circ$ ) を乗じてこれを小さくし、他の成分に変化はないとして方位偏差、空間変調などを計算した。図 7.14 はその結果で、実測結果には図 7.10 の曲線 (1) を用い、幾何学的高度は 5800ft に修正した。第 1 ナル点で、空間変調は約 50% 増加し実測結果とよく一致する。また、方位変動幅は約  $2^\circ$  と実測結果より小さいが、その傾向は比較的よく一致している。第 1 ナル点付近以外で計算と実測結果は一致しないが、これはこの補正係数が他の部分にはあてはまらないためと考えられる。

同様のレベル低下が見られる  $322^\circ$  方向について、図 7.14 と同じ仮定をして方位変動を計算した結果と実測結果を図 7.15 に示す。方位変動の方



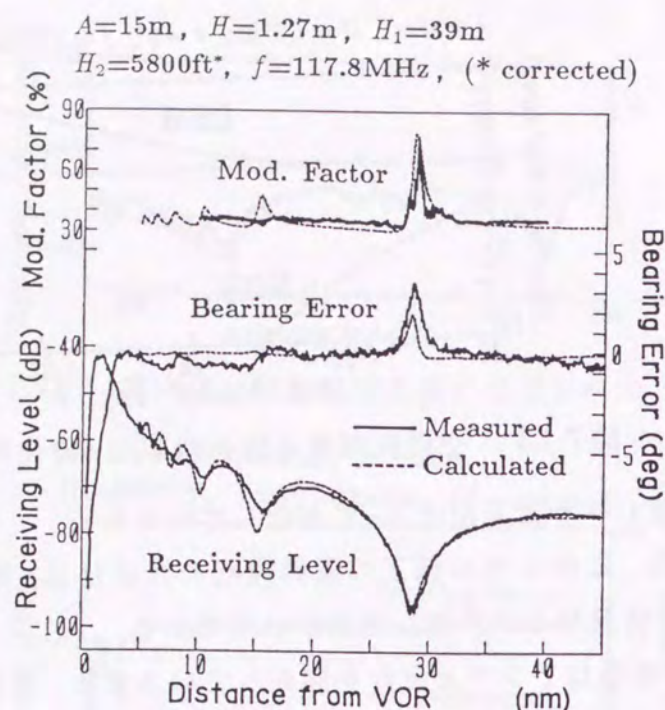


図 7.14 三宅島局の受信レベルと方位および空間変調度  
 (補正係数追加, 方位  $30^\circ$ )

向は逆になるが、方位  $30^\circ$  の場合と同様に変動を予測できた。

以上から、ナル点において規定以上に受信レベルが低下すると、一般に空間変調度が大きく増加して、通常は小さい固有誤差が増幅されて、方位変動を引き起こし得ることが明らかとなった。

しかし、図 7.14, 7.15 で、方位変動幅は実測結果の方が大きいため、この局では方位変動に他の要因が加わっている可能性がある。例えば、規定以上のレベル低下により、通常は無視できるアンテナ周辺の構造物等からの反射波などの影響が現われることも考えられ、その影響の予測例が最近報告された<sup>(89)</sup>。それによると、局近くに反射係数が 0.2 で、全方向へ一様に反射される反射体があるとき、反射体の配置によっては第 1 ナル点で  $5^\circ$  以上の方位変動が生じることがわかった。三宅島局を含めた現用局の周辺状況や実験結果などから、一般にここで仮定したような大きな反射係数 (0.2) の物体が局近くにあることは少ないと考えられるが、反射物の位置、形状などで方位変動の大きさは大きく変化するため、それらの影

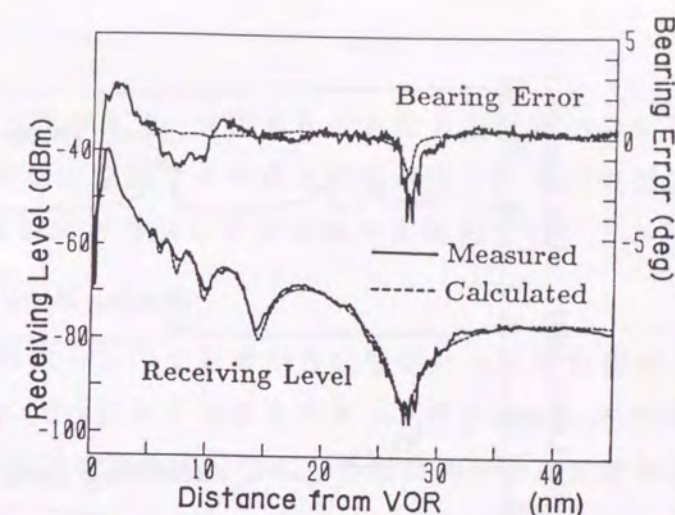


図 7.15 三宅島局の受信レベルと方位変動 (方位  $322^\circ$ )

響が著しいこともありうる。このため、海面反射波とこの周辺反射物の影響とを総合した方位変動特性については今後の検討課題である。

#### 7.4.2 方位変動の低減法

海面反射による方位変動は、主に固有誤差から引き起こされると考えられるため、基本的にその低減には固有誤差の少ないアンテナの開発が必要である。その一例として、新型のアンテナ給電装置が最近開発された<sup>(90)</sup>。

他に、カウンタボイズの拡大が考えられる。それにより SSB 方式では固有誤差を低減できる。また、直接波と海面反射波の放射レベル差を大きくできるため、ナル点でのレベル変動が小さくなり、三宅島局の例にも有効と考えられる。図 7.16 は、三宅島局のカウンタボイズ半径を 15 m から 25 m に拡大し、他は図 7.10 と同じ設定での計算例である。第 1 ナル点での受信レベル、空間変調度および方位変動はいずれも図 7.10 より小さくなる。



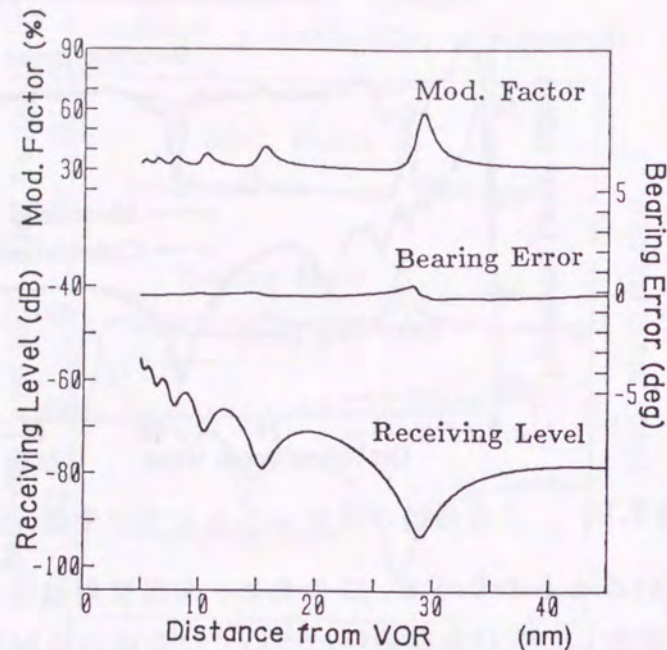


図 7.16 三宅島局の受信レベルと方位および空間変調度  
(補正係数追加, 方位 30°, カウンタポイズ半径 25 m)

## 7.5 まとめ

DVOR局が海岸近くに設置されたとき、海面反射波の影響で方位が変動する現象について、固有方位誤差との関連に注目し、海面反射波が固有誤差に与える影響を解析した。それをもとに、固有誤差計算法の方位変動予測への適用を検討するため、SSB方式およびDSB方式の局について飛行実験を行った。また、実測結果と計算結果が一致しない局についてその原因を実験的に考察した。

その結果、次のことが明らかとなった。

1. SSB方式の方位変動は、主に海面反射波による固有誤差の変動から引き起こされ、5°以上となる場合がある。また、この変動はここで提案した計算法により精度良く予測できる。
2. DSB方式の方位変動もここで示した計算法により精度良くその大きさを予測できる。但し、この方式の方位変動は一般に約1°以下

と小さい。

3. DSB方式の局で、予測より大きな方位変動が発生した三宅島局では、何等かの原因でナル点での搬送波レベルが規定より小さくなり、空間変調度が増加して固有誤差が増幅されて引き起こされた可能性がある。
4. 周辺反射物からの反射波が方位情報に与える影響は、その位置や形状などにより大きく異なるため、その影響を正確に評価するためには、個々の局の設置状況などを詳細に調査する必要がある。
5. 海面反射による方位変動を低減するためには、VORの固有誤差を低減するのが有効である。

海面反射波の影響による方位変動の発生機構がほぼ明らかとなり、その大きさの予測法と、低減策を提案した。これらは、DVOR局の設置位置評価、反射障害の対策などに役立つと考えられる。今後、方位変動の予測精度を向上させるため、周辺反射物の配置などを詳細に調査し、それらからの反射波の影響を考慮することが望まれる。



## 第8章 結 論

VOR局が海岸近くに設置されたとき、海上を航行する航空機では海面反射波の影響で受信信号レベルが変動したり、方位情報が変動する現象が見られる。

本研究では、海面への入射成分を減らして受信レベルの変動を低減するため、環状平板型VORアンテナの開発と、周辺地形を利用する方法の提案を行った。このアンテナの放射特性や、地形の影響を含めたアンテナ特性などを精度良くかつ統一的に表現するために、UTDの利用とその2重回折問題への拡張法を考察した。また、海面反射による方位変動への関係が予想されるDVORの固有誤差の発生機構と、その大きさの予測計算法を研究した。これをもとに方位変動の発生機構を明らかにし、その予測計算法を提案した。

その結果、受信レベルの変動低減法と、UTDの2重回折問題への拡張法の研究などによって次のことが明らかとなった。

1. 環状平板型アンテナは、それを構成する各種パラメータを変えることにより、海面反射波の影響低減に適した放射特性を持たせることができ、ナル点で従来のアンテナより最大約8 dBのレベル増加が期待できる。また、その放射特性は、UTDにより精度良く表現できる。
2. 環状平板型アンテナの固有方位誤差は、アンテナの構造に注意し、アンテナ支持部などに不要な誘導電流が生じないように注意すると、従来のアンテナに比べほとんど増加しない。

3. 海面反射波によるナル点での最低受信レベルは、局の設置高さ、飛行高度などにかかわらずアンテナの放射特性曲線をもとに、予測できる。
4. 2枚の平板による2重回折波は、第2の平板への入射波を2つの仮想波源からの入射波に置き換えることにより、その配置にかかわらず一様に表現でき、この計算法を仮想波源法と名付ける。
5. Slope回折波成分も同様に2つの仮想波源からの入射波に置き換えることにより一様表現でき、他の解析法との比較から得られた補正係数を使うことによりその計算精度を向上できる。
6. 地形の影響を含めたVORアンテナの垂直面放射特性は、地面の起伏の大きさを判定基準とした2種類の地形モデルと、仮想波源法を含むUTDにより精度良く表現できる。
7. 地形をいくつかのパラメータに分類したとき、各要素と干渉の低減効果の関係は、簡単な式で表せるため、地形の適当な選定により、海面反射波の干渉を大幅に低減できる見込みがある。

次に、DVORの固有誤差の発生機構と、海面反射による方位変動の発生機構、および方位変動の予測計算法に関する研究から、次のことが明らかとなった。

8. DVORの固有誤差は、カウンタボイズやディストリビュータ、アンテナ間の相互結合などの影響で、側波帯アンテナの回転に伴い基準位相信号と可変位相信号が変動することにより引き起こされる。
9. SSB方式DVORの固有誤差はディストリビュータの影響による2分円誤差が中心であり、DSB方式では搬送波と側波帯アンテナ間の相互結合により生じる4分円誤差が中心である。
10. これらの誤差は、アンテナの放射特性と、アンテナインピーダンスなどを実験的に求めることにより計算できる。



11. 海面反射によるD V O Rの方位変動は、S S B方式、D S B方式とも主に海面反射による固有誤差の変動から引き起こされ、その大きさは固有誤差の計算法により精度良く予測できる。
12. 予測を超える大きな方位変動が生じた局があり、これは、ナル点での搬送波レベルが規定より小さくなり、固有誤差が増幅されてが生じた可能性がある。
13. 海面反射による方位変動を減らすには、V O Rの固有誤差を低減するのが有効である。

海面反射の影響によるV O Rの性能低下を改良する方法について研究した。その結果、海面反射によるレベル低下を防ぐ方法が明らかとなり、既存の局でも対策を立てるのが容易になったと考える。方位変動の予測もできるようになり、その方策の検討が容易となった。また、V O Rの固有誤差発生機構が明らかとなったため、今後のV O Rの精度や信頼性向上のための資料となると期待できる。さらに、アンテナに対する地形や反射物などの影響の解析にU T Dが有効であることがわかったため、他の航行援助装置(I L S, M L S, レーダなど)における電波反射物の影響評価や、アンテナ特性の解析への応用が期待できる。

主な今後の課題として、海面反射によるレベル変動低減効果の大きいD V O R用アンテナの開発や、周辺反射物などによる方位変動と、海面反射によるそれとの関係をさらに明白にすることなどが上げられる。

## 謝 辞

本研究を行うにあたり、終始懇切な御指導を頂いた岡山大学工学部電気電子工学科 福井 廉教授に深甚な感謝の意を表します。また、本論文をまとめるにあたり有益な御助言と御指導を頂いた岡山大学工学部電気電子工学科 山本辰馬教授、加川幸雄教授、古賀隆治教授、東辻浩夫教授、浜田 博教授、古谷洋一郎教授、ならびに共通講座 橋本文雄教授に深い感謝の意を表します。

さらに、本研究の機会を与えられ、暖かい励ましと御指導を頂いた電子航法研究所 片野忠夫所長、長岡政四前電子航法評価部長、小林文高電子航法開発部長、およびU T Dの拡張法に関し懇切な御助言と御指導を頂いたオハイオ州立大学電子科学研究所(ElectroScience Laboratory) P. H. Pathak教授に心より御礼申し上げます。

最後に、本研究に関し有益な御助言と討論を頂いた電子航法研究所航空施設部 田中修一室長、二瓶子朗主任研究官、ならびに実験に御協力頂いた電子航法開発部山田公男主任研究官に深く感謝します。



## 文 献

- (1) 岡田実編：“航空電子装置”，日刊工業新聞社，(1975-11).
- (2) 運輸省航空局監修：“数字で見る航空1992”，航空振興財団，(1992).
- (3) 惟村和宣，松田節雄：“エリアナビゲーションのシステム誤差の研究”，電子航法研報告，17，3，pp.15-29 (1973-03).
- (4) 林良治：“航行援助無線”，近代科学社，(1961).
- (5) Hurley H.C., Anderson S.R., Keary H.F.: “The CAA VHF Omnirange”, Proc. IRE, **39**, pp.1506-1520 (1951-12).
- (6) Anderson S.R.: “VHF Omnirange Accuracy Improvements”, IEEE Trans. Aerosp. & Nav. Electron., **ANE-12**, pp.26-35 (1965-03).
- (7) Hansel P.G.: “Doppler Effect Omnirange”, Proc. IRE, **41**, 12, pp.1750-1756 (1953-12).
- (8) Anderson S.R., Flint R.B.: “The CAA Doppler Omnirange”, Proc. IRE, **47**, 3, pp.808-821 (1959-03).
- (9) Flint R.B., Hollm E.R.: “VOR Evolutionary System Improvements in the United States”, IEEE Trans. Aerosp. & Nav. Electron., **ANE-12**, pp.46-56 (1965-03).
- (10) 長岡政四，田中修一，二瓶子朗，山本憲夫：“D S B方式ドップラV O Rの評価試験について”，電子航法研発表会，13，05，pp.49-52，(1981-05).
- (11) 二瓶子朗，長岡政四，田中修一，山本憲夫：“D S B方式ドップラV O Rとその性能について”，電子航法研報告，37，02，pp.1-25，(1982-02).
- (12) Winik A.B., Hollm E.R.: “The Precision VOR System”, IEEE Int. Conv. Record, 3, pp.107-113, (1964-03).
- (13) 田中修一，長岡政四，二瓶子朗：“F M - F MドップラV O Rの基礎実験”，電子航法研発表会，6，5，pp.13-16 (1974-05).
- (14) Palatnick A.S.: “Wide-Aperture Digital VOR”, IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst. **AES-14**, 6, pp.853-865, (1978-11).
- (15) 田中修一，二瓶子朗，山本憲夫：“広開口ドップラV O Rについて”，電子航法研発表会，15，05，pp.21-24，(1983-05).
- (16) 田中修一，松田節雄，長岡政四，二瓶子朗：“ドップラV O Rの固体化について - 電子式ディストリビュータの試作 -”，電子航法研報告，18，9，pp.1-13 (1977-09).
- (17) 山本憲夫，矢田士郎，小森宏一，田中修一，二瓶子朗，長岡政四：“D - V O R装置の評価試験”，電子航法研評価試験成績書，03，(1983-03).
- (18) 田中修一，二瓶子朗，長岡政四：“D S B方式ドップラV O Rの近距離モニタ”，信学論(B-II)，**J72-BII**，7，pp.359-365 (1989-07).
- (19) 二瓶子朗，田中修一：“ドップラV O R不要放射の改善”，1990信学春期全大B-151，(1990-03).
- (20) 二瓶子朗，長岡政四，田中修一：“デジタル処理V O R受信装置の試作”，電子航法研発表会，6，5，pp.17-20 (1974-05).

- (21) 長岡政四，田中修一，松田節雄，二瓶子朗，山本憲夫：“小型機用受信機に対するドップラV O R信号の影響”，電子航法研発表会，12，5，pp.5-8 (1980-05).
- (22) Anderson S.R., Keary H.F.: “VHF Omnirange Wave Reflections from Wires”, CAA Tech. Dev. Center, Rep. **126**，(1952-05).
- (23) Feyer L.H.W., Nattrodt K.: “Test Results from a Tower VOR over a Forest Area”, IEEE Trans. Aerosp. & Nav. Electron., **ANE-12**, pp.41-45 (1965-03).
- (24) Hirasawa T.: “Effects of Finite Wire Scatterers in the Field of VOR”, IEEE Trans. **AES-18**，pp.668-674, (1982-09).
- (25) Sengpta D.L., Weston H.W.: “Investigation of the Parasitic Loop Counterpoise Antenna”, IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-17**, 3, pp.180-191, (1969-03).
- (26) Lind E.N.: “Development of a Stacked Five-Bay VOR Antenna System”, FAA Atlantic City, N.J., Final Rep., **FAA-RD-75-9**, (1975-06).
- (27) “1988 Federal Radionavigation Plan”, Department of Defence and Department of Transportation (U.S.A.) **DOD-4650.4, DOT-TSC-RSPA-88-4**, (1988-04).
- (28) Balanis C.A., Henderson R., Decarlo D.: “Multipath Interference for In-Flight Antenna Measurements”, IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-32**，1，pp.100-104 (1984-01).
- (29) 安永正幸，唐沢好男：“移動衛星通信における海面反射フェージングの簡易推定法”，信学論(B-II)，**J73-B-II**，12，pp.876-882 (1990-12).
- (30) 塩地誠，吉岡栄治郎，武藤忠雄，岡本佳樹，阿部雅一，中村雅一：“S S R用オープンアレイアンテナの試作と評価試験”，電子航法研報告，24，2，pp.11-30 (1980-02).
- (31) 長岡政四，松田節雄，田中修一，山本憲夫，二瓶子朗，茶木英一，千葉胤昭，鈴木康夫：“V O Rの低角度輻射の影響軽減について - スタック型空中線の実験 -”，電子航法研発表会，8，6，pp.29-32 (1976-06).
- (32) 長岡政四，松田節雄，田中修一，二瓶子朗，山本憲夫，茶木英一，千葉胤昭：“V O Rの低角度輻射の影響軽減について - 5段スタック型空中線の実験 -”，電子航法研発表会，9，5，pp.13-16 (1977-05).
- (33) Alford A., Kandoian A.: “Ultra High Frequency Loop Antennas”, Trans. AIEE, Supplement, **59**, pp.843 (1940).
- (34) 山本憲夫，矢田士郎，小森宏一，田中修一，二瓶子朗，長岡政四：“新型D S BドップラV O Rの評価試験について”，電子航法研発表会，19，5，pp.33-36，(1987-05).
- (35) 田中修一，二瓶子朗，長岡政四：“V O Rモニタ方式の高信頼化の研究 - 近距離設置保守モニタについて -”，電子航法研要望研究報告，(1987-07).
- (36) Redlich R.W.: “Image Radiation From a Finite Ground Plane in Two Dimensions”, IEEE Trans. Antennas & Propagat. **AP-16**, 3, pp.334-337 (1968-05).
- (37) Balanis C.A.: “Analysis of an Array of Line Sources Above a Finite Ground Plane”, IEEE Trans. Antennas & Propagat. **AP-19**, 2, pp.181-185 (1971-03).
- (38) Kouyoumjian R.G., Pathak P.H.: “A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface”, Proc. IEEE, **62**, pp.1448-1461 (1974-11).
- (39) Keller J.B.: “Geometrical Theory of Diffraction”, J. Opt. Soc. Am., **52**, 2, pp.116-130 (1962-02).
- (40) 長岡政四，松田節雄，山本憲夫，田中修一，二瓶子朗：“広帯域大型電波無響室について”，電子航法研報告，29，pp.1-38 (1980-12).



- (41) 国際民間航空機構編, “国際標準および勧告方式, 航空通信, 国際民間航空条約第10付属書 第1巻”, 航空振興財団 (1978-03).
- (42) “United States Standard Flight Inspection Manual”, FAA Department of Transportation (U.S.A.), pp.201-11 -201-13 (1979-04).
- (43) 長岡栄: “測高データを用いた航空機の気圧高度推定の一方法”, 航海学会論文集, 68, 1, pp.113-121 (1983-01).
- (44) 国立天文台編: “理科年表 机上版”, 丸善, pp.地 66 (1990).
- (45) 田中修一, 二瓶子朗, 山本憲夫, 石橋寅雄: “飛行実験計測システムについて”, 電子航法研報告, 51, pp.35-53 (1985-12).
- (46) Popp H.: “Solid-State VOR: A New Generation of Omnirange Navigation Aids”, Electrical Communication, 44, 4, pp.322-329 (1969-04).
- (47) 山本憲夫, 松田節雄: “V O R の低角度輻射低減用新型空中線について”, 1978 信学全大, 2066, pp.6-152 (1978-03).
- (48) 松田節雄, 山本憲夫: “V O R における海面マルチパス効果低減アンテナ”, 信学論(B), J65-B, 11, pp.1393-1400 (1982-11).
- (49) 山本憲夫, 松田節雄, 長岡政四: “V O R の低角度輻射低減用新型空中線について”, 電子航法研発表会, 10, 6, pp.73-76 (1978-06).
- (50) 榎本肇, 関口利男: “電波工学”, オーム社, (1964).
- (51) Rudduck R.C., Wu D.C.F: “Slope Diffraction Analysis of TEM Parallel- Plate Guide Radiation Patterns”, IEEE Trans. Antennas & Propagat., AP-17, 6, pp.797-799 (1969-11).
- (52) 山本憲夫, 松田節雄, 長岡政四, 田中修一, 二瓶子朗: “環状平板型 V O R アンテナの海面反射波干渉現象の解析”, 電子航法研報告, 39, (1982-08).
- (53) 山本憲夫, 松田節雄, 長岡政四, 田中修一, 二瓶子朗: “環状平板型 V O R 空中線の海面反射特性について”, 電子航法研発表会, 13, 5, pp.53-56 (1981-05).
- (54) 山本憲夫: “有効通達距離表(無線施設の空中線電力と通達範囲に関する検討”, 運輸省航空局技術資料, (1985-01).
- (55) 二瓶子朗, 長岡政四, 松田節雄, 田中修一, 山本憲夫: “アンテナ試験塔及びその計測システムについて”, 電子航法研発表会, 12, 5, pp.9-12 (1980-5).
- (56) 山本憲夫, 長岡政四, 松田節雄, 田中修一, 二瓶子朗: “実寸環状平板型 V O R 空中線の試作及び実験結果”, 電子航法研発表会, 11, 6, pp.25-28 (1979-6).
- (57) Lee S.W., Rahmat-Samii, Menendez R.C.: “GTD, Ray Field and Comments on Two Papers”, IEEE Trans. Antennas & Propagat. AP-26, 2, pp.352-354 (1978-03).
- (58) Lee S.W., Deschamps G.A.: “A Uniform Asymptotic Theory of Electromagnetic Diffraction by a Curved Wedge”, IEEE Trans. Antennas & Propagat. AP-25, pp.25-34 (1976-01).
- (59) 惟村和宣: “M L S 高低誘導における回折誤差の実験”, 信学論(B), J71-B, 3, pp.449-456 (1988-03).
- (60) 山本憲夫: “U T D による多重回折の一様表現法”, 信学技報, AP86, 70, pp. 45-50 (1986-09).
- (61) Yamamoto K.: “A Uniform Solution of Double Diffraction by Geometrical Theory of Diffraction”, IEE Int. Conf. on Antennas & Propagat. (ICAP'87), pp.447-450 (1987-03).

- (62) Tiberio R., Kouyoumjian R.G.: “Calculation of the High Frequency Diffraction by Two Nearby Edges Illuminated at Grazing Incidences”, IEEE Trans. Antennas & Propagat. AP-32, 11, pp.1186-1196 (1984-11).
- (63) Lee S.W., Boersma J.: “Ray-Optical Analysis on Shadow Boundaries of Two Parallel Plates”, J.Math.Phys., 16, pp.1746-1764 (1975).
- (64) Nomura Y.: “On the Theory of Diffraction of Electric Waves by Many Parallel Screens”, Res. Inst. Tohoku Univ., Sci. Rep. B-4, 2, pp.231-248 (1952).
- (65) 岩重二郎: “G T D による多重回折の解析”, 信学技報, AP84, 101, pp. 37-42 (1984-12).
- (66) Kouyoumjian R.G., Pathak P.H., Burnside W.D.: “A Uniform GTD for the Diffraction by Edges Vertices and Convex Surfaces”, Theoretical Methods for Determining the Interaction of Electromagnetic Waves with Structures, Ed. Skwirzynski J.K., Sijthoff and Noordhoff, Netherlands, (1979-07).
- (67) 山本憲夫: “Slope 回折波を含む多重回折の一様表現法”, 信学技報, AP86, 71, pp. 51-58 (1986-09).
- (68) Lopez A.R.: “Ray-Diffraction Method for Handling Complex Incident Fields”, IEEE Trans. Antennas & propagat. AP-18, 11, pp.821-823 (1970-11).
- (69) Lee S.W., Boersma J.: “Ray-Optical Analysis on Shadow Boundaries of Two Parallel Plates”, J.Math.Phys. 16, 9, pp.1746-1764 (1975-9).
- (70) Rahmat-Samii Y., Mittra R.: “On the Investigation of Diffracted Fields at the Shadow Boundaries of Staggered Parallel Plates - A Spectral Domain Approach”, Radio Sci. bf. 12, 5, pp. 659-670 (1977-9,10).
- (71) 山本憲夫, 松田節雄, 長岡政四, 田中修一, 二瓶子朗: “地形を考慮した V O R の垂直放射パターン”, 1981 信学全大, 2339, pp.(6)147 (1981-04).
- (72) 山本憲夫, 二瓶子朗: “設置地形を考慮した V O R の海面反射波干渉現象の解析”, 信学論(B), J66-B, 3, pp.297-304 (1983-03).
- (73) 山本憲夫, 二瓶子朗, 田中修一, 長岡政四: “V O R 設置地形のモデル化について”, 電子航法研発表会, 16, 5, pp.1-4, (1984-05).
- (74) 山本憲夫, 二瓶子朗: “設置地形を考慮した V O R の海面反射波干渉現象の解析”, 電子航法研報告, 44, 3, pp.1-11 (1984-03).
- (75) 渋谷茂一: “電波伝搬基礎図表”, コロナ社, pp.216-217, (1976-02).
- (76) Yamamoto K., Nihei S., Tanaka S., Katano T.: “Terrain for Suppressing Interference by Sea Reflection on VOR”, Int. Symp. on Antennas & Propagat. (ISAP'85), pp.1103-1106 (1985-08).
- (77) 山本憲夫, 片野忠夫, 田中修一, 二瓶子朗: “地形を利用した V O R の海面反射波低減法”, 電子航法研発表会, 18, 5, pp.39-42 (1986-05).
- (78) 長岡政四, 田中修一, 松田節雄, 山本憲夫, 二瓶子朗: “S S B 方式および D S B 方式ドブラ V O R のコース誤差について”, 電子航法研報告, 30, 2, pp.1-30 (1981-02).
- (79) 長岡政四, 山本憲夫, 松田節雄, 田中修一, 二瓶子朗: “S S B 方式ドブラ V O R における固有誤差の発生とその補正方法について”, 電子航法研報告, 22, 12, pp.23-46 (1978-12).
- (80) 鈴木康夫: “D - V O R のコース誤差解析”, 信学技報, SANE89, 10, pp.1-8 (1989-6).



- (81) 山本憲夫：“ドップラー V O R の固有方位誤差の解析”，信学論 (B - II)，J74-BII，10，pp.555-562 (1991-10).
- (82) 山本憲夫，山田公男：“ドップラー V O R の固有方位誤差予測法”，電子航法研究所報告，73，3，pp.1-10 (1992-03).
- (83) 山本憲夫，長岡政四：“ドップラ V O R の固有方位誤差 - ディストリビュータの影響 -”，信学技報，SANE89，39，pp.9-14 (1989-12).
- (84) F.E.Terman，J.M.Pettit，川上正光訳：“エレクトロニクスの測定”，pp.471-473，近代科学社 (昭 47).
- (85) 川田輝雄：“V O R 位置選定基準について”，電子航法研報告，27，8，pp.27-31 (1980-08).
- (86) 山本憲夫：“海面反射によるドップラー V O R の方位変動”，信学論 (B - II)，(採録決定).
- (87) 山本憲夫，長岡政四：“海面反射による S S B ドップラ V O R の方位誤差”，信学技報，SANE88，48，pp.37-42 (1988-12).
- (88) Yamamoto K.，Nagaoka M.：“A bearing Error in the VHF Omnirange due to Sea Surface Reflection”，Int. Conf. on Antennas & Propagat. (ICAP'91)，pp.181-185 (1989-04).
- (89) 田中修一，二瓶子朗：“計算機シミュレーションによる V O R の信号解析”，電子航法研発表会，24，5，pp.21-24 (1992-05).
- (90) 二瓶子朗，田中修一：“ドップラー V O R の新型給電装置”，電子航法研発表会，23，5，pp.41-44 (1991-05).



